



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

ANALOGOVÉ ZKRESLOVAČE HUDEBNÍCH SIGNÁLŮ

ANALOG DISTORTION MUSICAL SIGNALS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Matěj Růžička

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

BRNO 2019

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Audio inženýrství**

Ústav telekomunikací

Student: Matěj Růžička

ID: 195795

Ročník: 3

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Analogové zkreslovače hudebních signálů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Porovnejte vlastnosti elektronkových audiozesilovačů a zesilovačů s bipolárními tranzistory a to jak z hlediska převodních charakteristik, tak i z hlediska spektrálních vlastností výstupního signálu. Zhodnoťte, která z definic harmonického zkreslení bude pro hodnocení vlastností zkreslovačů hudebních signálů efektivnější, zda THD – total harmonic distortion, či WHD – weighted harmonic distortion. Na základě těchto poznatků vyberte a ověřte vlastnosti různých typů omezovačů (zkreslovačů) pro úpravu výstupního signálu audiozesilovačů s bipolárními tranzistory tak, aby se docílilo „hladkého a teplého zvuku lampových zesilovačů“. Konkrétně pak v navrhnete a experimentálně ověřte různé typy analogových zkreslovačů s germaniovými a křemíkovými diodami a zkreslovače využívající pasivní či aktivní diodové funkční měniče. Dále navrhnete a ověřte vlastnosti zkreslovačů s bipolárními a unipolárními tranzistory a zkreslovače s optočlenem.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KOTISA, Z. NF zesilovače 1. až 4. díl, vydavatelství BEN - technická literatura, 2002 až 2005.

[2] Vrba, K. Technika analogových obvodů, elektronické kriptum vUT v Brně, 2017.

Termín zadání: 1.2.2019

Termín odevzdání: 27.5.2019

Vedoucí práce: prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

Konzultant:

prof. Ing. Jiří Mišurec, CSc.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Abstrakt

V této bakalářské práci jsem se zabýval rozdíly ve zvuku elektronkových a tranzistorových zesilovačů, příčinami těchto odlišností, modelováním převodní charakteristiky elektronkového zesilovače matematicky a posléze pomocí jednoduchých omezovačů s různými druhy polovodičových diod, jejichž vlastnosti jsem ověřil měřením. Následně bylo vybráno a sestaveno několik druhů oboustranných limiterů, které se nelinearitami převodní charakteristiky nejvíce blížily elektronkovému zesilovači a vyhodnoceny jejich vlastnosti. Dále byly naměřeny a vyhodnoceny převodní charakteristiky tranzistoru NPN, JFET s N kanálem a optočlenu, upravených měničů trojúhelníkového průběhu na harmonický průběh. Posléze byl navržen diodový funkční měnič a měnič s bipolárními tranzistory, který kopíruje tvar převodní charakteristiku elektronkového zesilovače a byly vyhodnoceny jejich vlastnosti pomocí měření váhového harmonického zkreslení výstupního signálu.

Klíčová slova

dioda, elektronka, limitace, nelinearita, tranzistor, zkreslení

Abstract

In this bachelor thesis I studied the differences in sound of valve amplifiers and solid-state amplifiers, causes of those differences, mathematical modelling the transfer characteristic of valve amplifier and then modeling it with simple diode limiter, which used several types of semiconductor diodes, Properties of those diodes were measured as well. Then I constructed limiters for both polarities of input signal, which had non-linear transfer characteristics similar to the valve amplifier and I evaluated their qualities. Then I measured simple amplifier with bipolar transistor, JFET N-channel transistor and optocoupler, Furthermore, I modified triangle-to-sine converters with bipolar transistor, JFET N-channel transistor, measured and evaluated their transfer characteristics. At the end of this bachelor thesis I described designing a diode-based functional converter and converter made from several bipolar transistors, both of these had similar shape of transfer characteristics and I evaluated their qualities by comparing weighted harmonic distortion of the output signal with output signal of tube amplifier.

Keywords

diode, distortion, limitation, non-linear, tube, transistor, valve

Bibliografická citace:

Citace tištěné práce:

RŮŽIČKA, Matěj. Analogové zkreslovače hudebních signálů. Brno, 2019. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/118116>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce Kamil Vrba.

Citace elektronického zdroje:

RŮŽIČKA, Matěj. Analogové zkreslovače hudebních signálů [online]. Brno, 2019 [cit. 2019-05-26]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/118116>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce Kamil Vrba

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma “Analogové zkreslovače hudebních signálů” jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové (bakalářské) práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 25.5.2019

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce prof. Ing. Kamilu Vrbovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc, a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: 25.5.2019

.....
podpis autora

Obsah

1.	Úvod.....	1
1.1.	Princip elektronky.....	1
1.2.	Počátek historie elektronek	1
1.3.	Nejpoužívanější elektronky v audio oblasti	1
1.4.	Rozdíly mezi elektronkovými a polovodičovými zesilovači	2
1.5.	Definice harmonického zkreslení	3
1.5.1	Harmonické zkreslení	4
1.5.2	Celkové harmonické zkreslení	4
1.5.3	Váhové harmonické zkreslení	4
2.	Návrh a konstrukce jednoduchého elektronkového zesilovače.....	6
2.1.	Zesilovač s triodou 12AX7/ECC83	6
3.	Měření vlastností zesilovače s triodou 12AX7/ECC83	8
3.1.	Měření převodní charakteristiky.....	8
3.2.	Výpočet hodnot výstupního signálu pomocí aproximačního polynomu	10
3.3.	Průběhy a spektra výstupního signálu při různých úrovních vstupního signálu	11
3.3.1	Spektrum výstupního signálu pro vstupní úroveň $U_{in} = 1 V_{pp}$	12
3.3.2	Spektrum výstupního signálu pro vstupní úroveň $U_{in} = 2 V_{pp}$	13
3.3.3	Spektrum výstupního signálu pro vstupní úroveň $U_{in} = 4 V_{pp}$	14
3.3.4	Spektrum výstupního signálu pro vstupní úroveň $U_{in} = 6 V_{pp}$	15
3.3.5	Spektrum výstupního signálu pro vstupní úroveň $U_{in} = 9 V_{pp}$	16
3.3.6	Vyhodnocení chování elektronkového zesilovače pro různé úrovně	17
4.	Modelování nelinearity elektronkového zesilovače	18
4.1.	Zapojení diodového limiteru	18
4.2.	Limity s křemíkovými diodami	20
4.2.1	Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru s diodou 1N4007.....	20
4.2.2	Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru s diodou 1N4148.....	21
4.3.	Limity s LED diodami	22
4.3.1	Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru s červenou LED	22
4.3.2	Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru se žlutou LED	23
4.4.	Limity se Schottkyho diodami	24
4.4.1	Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru se Schottkyho diodou 1N5819	24

4.4.2	Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru se Schottkyho diodou 1N5820 25	
4.5.	Limitery se Zenerovou diodou	26
4.5.1	Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru se Zenerovou diodou BZX83V004.7.....	26
4.6.	Limiter s více diodami	27
4.6.1	Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru se dvěma Schottkyho diodami 1N5819.....	28
4.7.	Výběr vhodných diod do limiteru.....	29
4.7.1	Limiter s červenou a žlutou LED	29
4.7.2	Limiter se Zenerovou diodou	31
5.	Nelinearity převodních charakteristik dalších elektronických obvodů	36
5.1.	Zesilovač s bipolárním tranzistorem 2N3904	36
5.2.	Zesilovač s JFET tranzistorem J111	38
5.3.	Zesilovač s optočlenem 4N33	39
5.4.	Upravený měnič trojúhelníkového signálu na harmonický signál s bipolárními tranzistory	40
5.5.	Upravený měnič trojúhelníkového signálu na harmonický signál s unipolárním tranzistorem	41
6.	Diodový funkční měnič.....	43
6.1.	Aproximace funkce.....	43
6.2.	Grafická aproximace pomocí programu MATLAB	44
6.3.	Návrh diodového funkčního měniče.....	47
6.3.1	Posunutí pracovního bodu.....	49
6.4.	Návrh plošného spoje.....	50
6.5.	Převodní charakteristika diodového funkčního měniče.....	50
6.6.	Porovnání váhového harmonického zkreslení diodového funkčního měniče a zesilovače s elektronkou.....	51
7.	Měnič s bipolárními tranzistory.....	52
7.1.	Úprava aproximační funkce	52
7.2.	Návrh měniče s bipolárními tranzistory.....	53
7.3.	Přenosová funkce měniče s tranzistory a váhové harmonické zkreslení	55
7.4.	Závěr	57
8.	Přílohy.....	60

Matlab funkce.....	60
Návrh diodového funkčního měniče.....	63

Seznam symbolů a zkratek

Zkratky:

THD	...	Celkové harmonické zkreslení
WHD	...	Váhové harmonické zkreslení
DFM	...	Diodový funkční měnič

Symboly:

C	...	kapacita	[F]
f	...	frekvence	[Hz]
I	...	proud	[A]
R	...	odpor	[Ω]
THD	...	celkové harmonické zkreslení	[%]
U	...	napětí	[V]
WHD	...	váhové harmonické zkreslení	[%]
S	...	strmost	[–]

Seznam obrázků

Obrázek 1: Schéma jednoduchého elektronkového zesilovače s jednou triodou 12AX7/ECC83	7
Obrázek 2: Převodní charakteristika elektronkového zesilovače s jednou triodou 12AX7/ECC83	8
Obrázek 3: Aproximovaná převodní charakteristika elektronkového zesilovače polynomem 12. řádu	9
Obrázek 4: Ověření správnosti převodní charakteristiky zesilovače s triodou	10
Obrázek 5: Průběhy signálu pro vstupní napětí o amplitudě 1 V _{pp} až 9 V _{pp}	11
Obrázek 6: a) Tvar výstupního signálu při $U_{in} = 1 \text{ V}_{pp}$ b) Spektrum výstupního signálu.....	12
Obrázek 7: a) Tvar výstupního signálu při $U_{in} = 2 \text{ V}_{pp}$ b) spektrum výstupního signálu.....	13
Obrázek 8: a) Tvar výstupního signálu při $U_{in} = 4 \text{ V}_{pp}$ b) Spektrum výstupního signálu.....	14
Obrázek 9: a) Tvar výstupního signálu při $U_{in} = 6 \text{ V}_{pp}$ b) spektrum výstupního signálu.....	15
Obrázek 10: a) Tvar výstupního signálu při $U_{in} = 9 \text{ V}_{pp}$ b) spektrum výstupního signálu.....	16
Obrázek 11: Obvod pro měření převodních charakteristik diod.....	19
Obrázek 12: Převodní charakteristika limiteru s diodou 1N4007	20
Obrázek 13: Převodní charakteristika limiteru s diodou 1N4148	21
Obrázek 14: Převodní charakteristika limiteru s červenou LED.....	22
Obrázek 15: Převodní charakteristika limiteru se žlutou LED.....	23
Obrázek 16: Převodní charakteristika limiteru se Schottkyho diodou 1N5819	24
Obrázek 17: Převodní charakteristika limiteru se Schottkyho diodou 1N5820	25
Obrázek 18: Převodní charakteristika limiteru se Zenerovou diodou BZX83V004.7	26
Obrázek 19: Zapojení limiteru se dvěma diodami 1N5819 v sérii.....	27

<i>Obrázek 20: Převodní charakteristika limiteru se dvěma diodami 1N5819 zapojenými v sérii.....</i>	<i>28</i>
<i>Obrázek 21: Zapojení limiteru se dvěma různými LED diodami.....</i>	<i>29</i>
<i>Obrázek 22: Porovnání tvaru převodních charakteristik elektronkového zesilovače a limiteru se žlutou a červenou ED</i>	<i>30</i>
<i>Obrázek 23: Porovnání tvaru charakteristiky limiteru se Zenerovou diodou a charakteristiky elektronkového zesilovače.....</i>	<i>31</i>
<i>Obrázek 24: Zapojení limiteru se Zenerovou diodou s přivedením napětí 2 V na katodu.....</i>	<i>32</i>
<i>Obrázek 25: Porovnání tvaru převodních charakteristik upraveného limiteru se Zenerovou diodou a elektronkového zesilovače</i>	<i>32</i>
<i>Obrázek 26: Závislost velikosti WHD na amplitudě vstupního signálu u elektronkového zesilovače a u limiteru se Zenerovou diodou</i>	<i>33</i>
<i>Obrázek 27: a) spektrum elektronkového zesilovače a b) spektrum diodového limiteru pro vstupní signál o amplitudě přibližně 1 V_{pp}</i>	<i>34</i>
<i>Obrázek 28: a) spektrum elektronkového zesilovače a b) spektrum diodového limiteru pro vstupní signál o amplitudě přibližně 2 V_{pp}</i>	<i>35</i>
<i>Obrázek 29: Zapojení tranzistoru 2N3904 pro měření jeho převodní charakteristiky.....</i>	<i>36</i>
<i>Obrázek 30: Porovnání tvaru převodní charakteristiky elektronkového zesilovače a 2N3904</i>	<i>37</i>
<i>Obrázek 31: Zapojení tranzistoru J111 pro měření jeho převodní charakteristiky</i>	<i>38</i>
<i>Obrázek 32: Porovnání tvaru převodní charakteristiky J111 a elektronkového zesilovače</i>	<i>38</i>
<i>Obrázek 33: Zapojení optočlenu 4N33 pro měření převodní charakteristiky.....</i>	<i>39</i>
<i>Obrázek 34: Porovnání tvaru převodní charakteristiky zapojení s optočlenem 4N33 a elektronkového zesilovače.....</i>	<i>39</i>
<i>Obrázek 35: Zapojení upraveného měniče trojúhelníkového signálu s bipolárními tranzistory.....</i>	<i>40</i>
<i>Obrázek 36: Porovnání tvaru převodní charakteristiky měniče s bipolárními tranzistory a elektronkového zesilovače.....</i>	<i>41</i>

<i>Obrázek 37: Upravený měnič trojúhelníkového signálu na harmonický signál s unipolárním tranzistorem</i>	<i>42</i>
<i>Obrázek 38: Porovnání převodní charakteristiky měniče s tranzistorem JFET a zesilovače s elektronkou</i>	<i>42</i>
<i>Obrázek 39: Upravená převodní charakteristika elektronkového zesilovače</i>	<i>44</i>
<i>Obrázek 40: Aproximační funkce s vyznačenými mezemi</i>	<i>45</i>
<i>Obrázek 41: Porovnání převodní charakteristiky DFM a zesilovače s elektronkou</i>	<i>50</i>
<i>Obrázek 42: Závislost váhového harmonického zkreslení elektronkového zesilovače a diodového funkčního měniče na amplitudě vstupního signálu.....</i>	<i>51</i>
<i>Obrázek 43: Schéma měniče s bipolárními tranzistory v programu LTSpice</i>	<i>54</i>
<i>Obrázek 44: Porovnání tvaru přenosové charakteristiky tranzistorového měniče a elektronkového zesilovače</i>	<i>55</i>
<i>Obrázek 45: Závislost váhového harmonického zkreslení elektronkového zesilovače, diodového funkčního měniče a měniče s tranzistory na amplitudě vstupního signálu</i>	<i>56</i>

Seznam tabulek

<i>Tabulka 4.1: Porovnání WHD elektronkového zesilovače a WHD limiteru se 2 různými LED</i>	<i>30</i>
<i>Tabulka 4.2: Porovnání WHD elektronkového zesilovače a WHD limiteru se Zenerovou diodou.....</i>	<i>33</i>
<i>Tabulka 6.1: Souřadnice bodů P_k a vypočítané strmosti S_k.....</i>	<i>46</i>
<i>Tabulka 6.2: Souřadnice bodů P_k a vypočítané strmosti S_k po úpravě.....</i>	<i>46</i>
<i>Tabulka 6.3: Strmosti a vypočtené hodnoty rezistorů R_k.....</i>	<i>47</i>
<i>Tabulka 6.4: Vypočtené hodnoty rezistory R_{kk}.....</i>	<i>48</i>
<i>Tabulka 6.5: Nejbližší hodnoty rezistorů k vypočteným hodnotám R_k, R_{kk}, R_{Z2} a R_{Z22}.....</i>	<i>49</i>
<i>Tabulka 7.1: Body lomu aproximační funkce a vypočítané strmosti.....</i>	<i>52</i>
<i>Tabulka 7.2: Vypočtené a reálné hodnoty rezistorů pro návrh tranzistorového měniče</i>	<i>54</i>

1. ÚVOD

Tato bakalářská práce se zabývá charakterem výstupního signálu elektronkového zesilovače, jeho převodní charakteristikou, návrhem a konstrukcí obvodu, který by modeloval nelinearity převodní charakteristiky elektronkového zesilovače, aby se docílilo „teplého a hladkého“ zvuku elektronkového zesilovače.

1.1. Princip elektronky

Elektronka je elektronická součástka, která ke své funkci využívá tepelnou emisi elektronů z horké katody ve vakuu. Tyto elektrony posléze putují vakuem do anody. Z toho vyplývá, že elektronkou může téci proud jen jedním směrem, přičemž tento proud můžeme ovlivňovat dalšími elektrodami vkládanými mezi anodu a katodu. Podle počtu těchto elektrod se jmenují i jednotlivé druhy elektronek a liší se i jejich použitím. [1]

1.2. Počátek historie elektronek

Jako první elektronka byla vynalezena dioda, když T. A. Edison experimentoval se žárovkou. Původně chtěl zamezit černání baňky vyvedením vodiče z horní části žárovky. Místo toho zjistil, že mezi žhavým vláknem žárovky a studeným vodičem může procházet proud, pokud je ovšem na studeném vlákně vyšší napětí. Tím vlastně vznikla první elektronková dioda. [1]

1.3. Nejpoužívanější elektronky v audio oblasti

Dioda – podobně jako její polovodičová obdoba se používá k usměrnění napětí. Dnes už se příliš často nevyskytuje, většinou se užívají v replikách kytarových aparátů ze 60. a 70. let. Zde se elektronkové usměrňovače používají v kombinaci s relativně poddimenzovaným síťovým transformátorem. To má za následek pokles napětí zdroje při větším odběru proudu, což způsobí komprimaci akustických signálů. U Hi-Fi elektronkových zesilovačů je většinou napájecí zdroj naddimenzován, proto je u nich tento efekt zanedbatelný a ve valné většině případů je elektronkový usměrňovač nahrazen klasickým polovodičovým můstkovým usměrňovačem. Nejčastěji lze nalézt použití elektronkových diod 5AR4 a 5Y3 ve věrných replikách kytarových zesilovačů.

Trioda je dnes nejpoužívanější elektronka. Mezi anodou a katodou se nachází řídicí elektroda, které se říká mřížka (angl. „grid“). Napětím na této elektrodě lze ovládat velikost protékajícího proudu mezi anodou a katodou. Zpravidla se tento typ používá v předzesilovači (i jako katodový sledovač) nebo jako zesilovač s diferenčním výstupem pro buzení koncového stupně. Nejčastěji se můžeme setkat s dvojitou triodou 12AX7 resp. ECC83 a 12AU7 resp. ECC82.

Tetroda – na rozdíl od triody má mezi mřížkou a anodou vloženou stínící mřížku, na které bývá napětí o trochu nižší než na anodě. Tato elektronka ale trpí dynatronovým jevem, což je nárůst odporu elektronky od určitého napětí mezi anodou a katodou. Dynatronový jev je způsoben tím, že elektrony z katody při dopadu na anodu způsobují sekundární emisi elektronů. Tomu lze zabránit zarovnáním mřížek, přičemž je přidán rámeček mezi anodu a druhou mřížku, který „směruje“ elektrony. Takto upravené tetrody se říká svazková tetroda. Používají se zejména v koncových sekcích zesilovače, nejčastěji se v audio oblasti můžeme setkat s typy 6L6, 6V6, KT66, KT77 a KT88, užívanými ve třídě AB, ovšem raritně se lze setkat se staršími zesilovači, které měly některou z menších tetrod v předzesilovači.

Pentoda – U pentody dochází k potlačení dynatronového jevu za pomoci další mřížky, které se říká hradící. Na ní bývá podobné napětí jako na katodě, což zpomalí elektrony před dopadem na anodu a také odstíní druhou mřížku od „odražených“ elektronů. To ovšem má za následek snížení mezního kmitočtu, ale v audio oblasti se tento vliv neuplatní, protože jejich mezní kmitočet i nadále leží v řádech MHz. Nejpoužívanější typy jsou EL34 a EL84, opět užívanými nejčastěji ve třídě AB, popř. v zesilovačích s menším výkonem i ve třídě A. [1]

1.4. Rozdíly mezi elektronkovými a polovodičovými zesilovači

V oblasti nástrojových zesilovačů (zejména kytarových) vždy dominovaly elektronkové zesilovače. Muzikanti tvrdí, že elektronka zní hřejivěji, zejména při záměrném přebuzení, že zesilovač lépe reaguje na dynamiku hry atd., přičemž tranzistorové zesilovače podle nich produkují „plechové, mrtvé a ubzučené“ zkreslení, které se neprosadí přes ostatní hráče v kapele. Dnes už to ale není tak docela pravda.

„Největší podíl na nelineárním zkreslení má předzesilovač, výkonový zesilovač a transformátor se na něm podílí již menší měrou.“ [3] str. 144

Ceny těch nejdražších nástrojových elektronkových zesilovačů se pohybují v řádu stovek tisíc korun (např. Soldano SLO 100), i přes to, že se jedná o vcelku jednoduché zařízení. Předzesilovač je složen z několika dvojitých triod, mezi jednotlivými stupni dochází k omezení spektra RC a CR články, přičemž může následovat katodový sledovač, standardně třípásmový ekvalizér, efektová smyčka a koncový zesilovač. [3]

Oproti tomu i z dnešního nástrojového tranzistorového zesilovače nižší střední cenové kategorie lze získat velmi pěkný zvuk, který se podle muzikantské terminologie „chová téměř jako elektronkový“, což by se dalo přeložit jako „zesilovač má podobné charakteristiky jako zesilovač elektronkový“. Dnes už existují i zesilovače, které umí modelovat nejslavnější elektronkové nástrojové aparáty za pomoci vestavěného procesoru, např. Fractal Axe-FX, Kemper Profiler, Line6 Helix. Také existuje nepřeberné množství simulací zesilovačů ve formě VST Pluginu, ať už jsou zdarma (např. Ignite Amps Emissary) nebo placené (Fortin Nameless, TSE X50). O přesnosti těchto simulací se stále vedou velké dohady, a ačkoliv doba od prvních

tzv. modelingových zesilovačů, které modelují vlastnosti elektronkových zesilovačů pomocí digitálního zpracování zvuku, velmi pokročila a lze předpokládat, že by rozdíl mezi originálem a modelingem na nahrávce, kde do určité míry dochází k překrývání frekvenčních spekter jednotlivých nástrojů, nepoznal ani největší elektronkový nadšenec, stále se najdou muzikanti, kteří elektronku jako takovou pravděpodobně nikdy neopustí. Pokud se muzikant ovšem rozhodne investovat do kvalitního kytarového zesilovače, má při správném používání jistotu velmi dobrého zvuku.

V oblasti Hi-Fi zesilovačů, kdy nedochází k záměrné limitaci signálu, je situace ale trochu jiná. Polovodičový zesilovač vykazuje vysokou linearitu. Signál na výstupu zpravidla nejeví známky limitace, harmonické zkreslení je téměř neměřitelné, stejně tak jako intermodulační zkreslení. Oproti tomu už první elektronkový stupeň zesilovače nebývá dokonale lineární. I přes to, že nemusí být plně vybuzen a není v limitaci, už zde dochází ke zkreslení průběhu signálu. U obou typů zesilovačů může docházet k deformaci signálu v koncovém zesilovači, což je dáno funkcí třídy AB. Tento jev se však neprojeví, pokud je zesilovač správně navržen a zkonstruován. Další věc, která ovlivňuje zvuk elektronkového zesilovače, a kterou polovodičový zesilovač postrádá, je výstupní transformátor. Ten se totiž chová jako horní a dolní propust pro signály přicházející z koncového zesilovače, plus ještě může v extrémních případech docházet k saturaci výstupního transformátoru. Tomu se u HiFi zesilovačů předchází jeho naddimenzováním. [1]

Důsledek těchto jevů bude následující: Elektronkový zesilovač, ač se to může zdát jako nežádoucí, bude produkovat kromě původního signálu vyšší harmonické složky, vzhledem k nelinearitám převodní charakteristiky elektronky (či elektronek) v předzesilovači hlavně sudé harmonické složky. Jejich poměr vůči původnímu signálu bude velmi malý, ale nadšenci do elektronkových zesilovačů budou tvrdit, že je zvuk živější, teplejší a líbivější, kdežto polovodičový zesilovač bude v podstatě produkovat pouze to, co přivedeme na jeho vstup, což popisují jako suchý, bezbarvý nebo mrtvý zvuk. [1]

Pokud tedy chceme, aby polovodičový zesilovač měl podobné zvukové vlastnosti jako elektronkový, musíme nějakým způsobem způsobit deformaci převodní charakteristiky tak, aby se co nejvíce blížila elektronkovému zesilovači, což bude způsobovat „zabarvování zvuku“. Zpravidla se bude jednat o harmonické zkreslení.

1.5. Definice harmonického zkreslení

Nelineární zkreslení je zpravidla nežádoucí deformace tvaru signálu při jeho přenosu ze vstupu na výstup systému, což způsobí změny ve frekvenčním spektru signálu. Proto bývá často označováno jako harmonické zkreslení. [2]

1.5.1 Harmonické zkreslení

Při přivedení jednoduchého sinusového signálu na vstup dojde vlivem nelinearit v systému k rozšíření spektra o další signály, jejichž frekvence je dána celočíselnými násobky frekvence původního signálu – vyšší harmonické složky. Při měkké i tvrdé limitaci každá z vyšších harmonických složek bude mít na výstupu menší amplitudu než první harmonická složka. Velikost harmonického zkreslení je nejčastěji určována pomocí veličin THD a WHD, kdy se spektrálním analyzátozem určí amplitudy harmonických složek a následně se pomocí výpočtu dojde k výsledku. [2]

1.5.2 Celkové harmonické zkreslení

Celkové harmonické zkreslení THD (Total harmonic distortion) je veličina udávající poměr geometrického součtu amplitud všech vyšších harmonických složek oproti amplitudě první harmonické složky (viz rovnice 1.1). Vyjadřuje se v procentech.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n U_i^2}}{U_1} \cdot 100 \% \quad (1.1)$$

- kde U_i je amplituda napětí i -té harmonické složky, $i = 2, 3, \dots, n$, U_1 je amplituda napětí první harmonické složky (základní složky).

I přes to, že je tato definice harmonického zkreslení nepoužívanější, její nevýhodou je, že na velikost THD nemá vliv, jaké vyšší harmonické složky se ve spektru. [2]

1.5.3 Váhové harmonické zkreslení

Vzhledem k faktu, že pro lidský sluch jsou méně příjemné zejména vyšší násobky 1. harmonické složky, bylo definováno váhové harmonické zkreslení WHD (weighted harmonic distortion). Jak vyplývá z rovnice 1.2, kromě amplitud vyšších harmonických složek počítá i s jejich váhou, tzn. čím vyšší násobek první harmonické složky se ve spektru objeví, tím větší má vliv na velikost WHD.

$$WHD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n (U_i^2 \frac{i^2}{4})}}{U_1} \cdot 100 \% \quad (1.2)$$

- kde U_i je amplituda napětí i -té harmonické složky, U_1 je amplituda napětí první harmonické složky a i je řád harmonické složky, $i = 2, 3, \dots, n$.

Použití definice váhového harmonického zkreslení bude pro účely této práce vhodnější právě kvůli výše zmiňovanému vnímání vysokých řádů harmonických složek. Dobré ovšem bude ještě brát v úvahu kromě celkového WHD i poměry mezi prvními sedmi harmonickými složkami, a to z důvodu, že elektronkové zesilovače produkují právě díky asymetrické limitaci i sudé harmonické složky, které mají vyšší poměr vůči první harmonické, než je tomu u zesilovačů polovodičových. Tento fakt také napomáhá příjemnějšímu zvuku elektronkových zesilovačů, protože druhá harmonická složka (která zpravidla bývá nejsilnější ze sudých) je oktáva, kdežto třetí harmonická (nejsilnější z lichých), je kvinta, takže působí mnohem rušivěji. [2]

2. NÁVRH A KONSTRUKCE JEDNODUCHÉHO ELEKTRONKOVÉHO ZESILOVAČE

2.1. Zesilovač s triodou 12AX7/ECC83

Pro měření nelineární převodní charakteristiky byl navržen a sestaven jednoduchý zesilovač s triodou ECC83/12AX7. Napájecí napětí U_P bylo po usměrnění diodami 1N4007 a vyhlazení elektrolytickými kondenzátory rovno 329,6 V.

Rezistor na anodě R_4 měl odpor 200 k Ω a rezistor na katodě $R_3 = 1,1$ k Ω , napětí na katodě bylo $u_{K0} = 1,29$ V. Na anodě je kromě anodového rezistoru R_4 připojen kondenzátor C_4 o kapacitě 22 nF pro oddělení stejnosměrné složky. Zároveň je nežádoucí, aby tento kondenzátor ovlivnil přenos na kmitočtech v pásmu 20 Hz – 20 kHz. Proto bylo potřeba vypočítat mezní kmitočet f_0 takto vzniklého filtru typu horní propust.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 22 \cdot 10^{-9}} = 7,234 \text{ Hz} \quad (2.1)$$

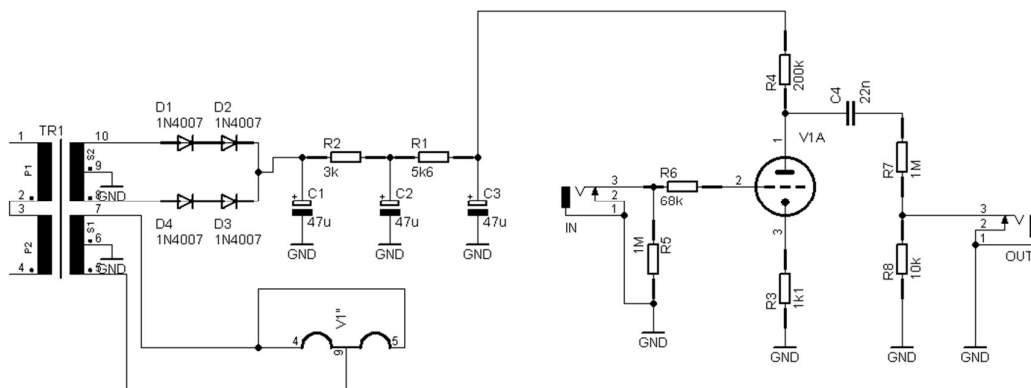
- kde R je odpor zátěže a C je kapacita zvoleného kondenzátoru. [4]

Mezní kmitočet f_0 se nachází mimo pásmo 20 Hz – 20 kHz, proto lze kondenzátor C_4 považovat za transparentní pro všechny kmitočty v tomto pásmu.

Výstupní signál by měl ovšem příliš velkou amplitudu, aby se dal připojit do linkového vstupu (mezivrcholové napětí signálu bylo při maximálním vybuzení zesilovače téměř shodné jako napájecí napětí), proto následoval napěťový dělič, který snížil úroveň výstupního signálu zpět na takovou úroveň, aby nedošlo ke zničení záznamového zařízení. Bylo předpokládáno, že maximální napětí výstupního signálu bude rovno napájecímu napětí U_P .

$$U_{\text{out}} = U_P \frac{R_8}{R_8 + R_7} = 329,6 \frac{10^4}{10^4 + 10^6} = 3,263 \text{ V} \quad (2.2)$$

- kde U_{out} je amplituda výstupního signálu za napěťovým děličem, U_P je napájecí napětí zesilovače, R_8 a R_7 jsou rezistory v děliči.



Obrázek 1: Schéma jednoduchého elektronkového zesilovače s jednou triodou 12AX7/ECC83

Pracovní bod u_{KG} je definován jako rozdíl napětí mezi řídící katodou a řídící mřížkou bez přivedení signálu na řídící mřížku. Napětí na mřížce při nulovém vstupním signálu u_{G0} bylo rovno 0 V, napětí na katodě při nulovém vstupním signálu u_{K0} bylo rovno 1,29 V.

$$u_{KG} = u_{G0} - u_{K0} = 0 - 1,29 = -1,29 \text{ V} \quad (2.3)$$

Napětí na anodě u_{A0} bylo při nulovém vstupním signálu rovno 104,5 V. Lze tedy vypočítat klidový proud rezistorem na anodě i_{RA0} z úbytku napětí na tomto rezistoru a z jeho hodnoty.

$$i_{RA} = \frac{U_P - u_{RA0}}{R_4} = \frac{329,6 - 104,5}{200 \cdot 10^3} = 1,123 \text{ mA} \quad (2.4)$$

- kde U_P je napětí napájecího zdroje, u_{RA0} je klidové napětí na anodovém rezistoru a R_4 je hodnota odporu rezistoru na anodě.

$$i_{R3} = \frac{u_k}{R_3} = \frac{1,29}{1100} = 1,173 \text{ mA} \quad (2.5)$$

- kde i_{R3} je klidový proud katodovým rezistorem, u_k je klidové napětí na katodovém rezistoru a R_3 je odpor katodového rezistoru

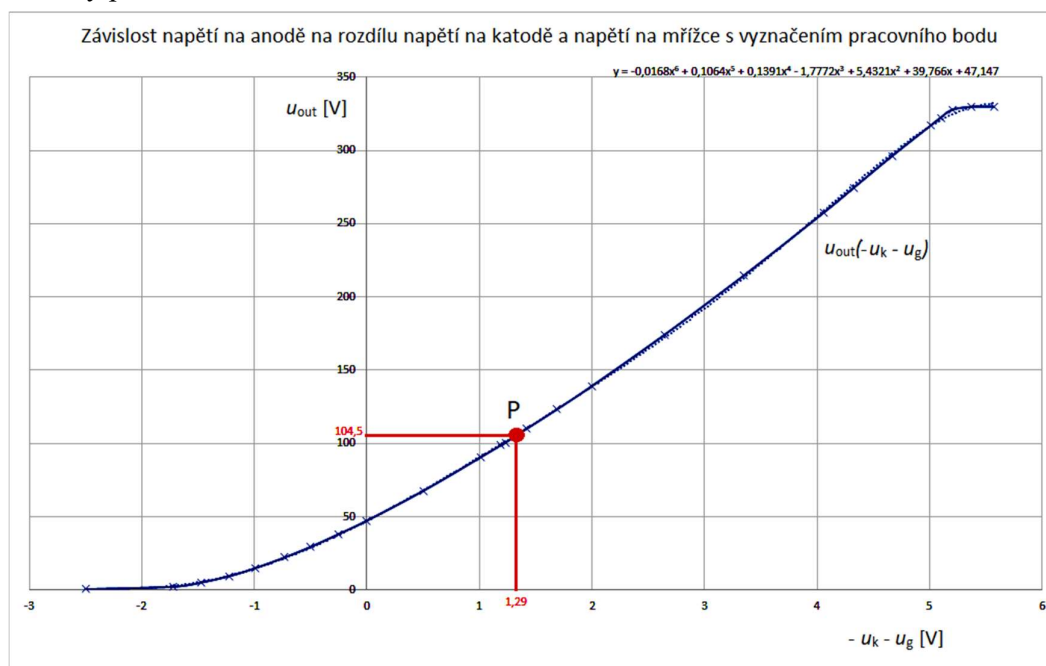
Klidový proud anodovým rezistorem i_{R4} se nerovná klidovému proudu procházejícím rezistorem i_{R3} . Rozdíl 50 μA je ovšem zanedbatelný. Důvod této odchylky je pravděpodobně ne zcela přesná hodnota odporu rezistorů nebo nepřesnost multimetru při měření těchto napětí. Do mřížky při nulovém vstupním napětí již z principu neteče žádný proud, a proto nebylo třeba zařazovat za vstupní konektor ještě další oddělovací kondenzátor.

3. MĚŘENÍ VLASTNOSTÍ ZESILOVAČE S TRIODOU 12AX7/ECC83

3.1. Měření převodní charakteristiky

Měření nelineární převodní charakteristiky zesilovače s triodou 12AX7/ECC83 bylo prováděno ručně za pomoci multimetru PROSKIT MT-1280, kterým bylo odečítáno vstupní napětí na mřížce u_g a napětí na anodě u_A . Tato charakteristika byla zaznamenána pro napětí na mřížce v rozsahu $u_g = -3,79$ V až 4,28 V, přičemž kolem krajních hodnot bylo postupováno po menších krocích, aby byla lépe zaznamenána oblast, kde zesilovač přechází do limitace.

Celá charakteristika je obrácená podle osy Y. To bylo docíleno odečítáním hodnot na mřížce od hodnoty pracovního bodu v absolutní hodnotě.



Obrázek 2: Převodní charakteristika elektronkového zesilovače s jednou triodou 12AX7/ECC83

Ze zaznamenané charakteristiky (viz obr. 2) je patrné, že záporná napětí na mřížce jsou zesilována víceméně lineárně, a to až do úrovně přibližně -3,41 V, kdy začne docházet k tzv. tvrdému omezení. Mřížková napětí o úrovni vyšší než 0 V jsou limitována měkce.

Pomocí funkce „Spojnice trendu“ v programu Microsoft Excel lze také získat matematický popis aproximační funkce. Z nabízených aproximací se jako nejpřesnější v celém rozsahu jeví polynom 6. řádu:

$$u_{out} = -0,0168u_{kg}^6 + 0,1064u_{kg}^5 + 0,1391u_{kg}^4 - 1,7772u_{kg}^3 + 5,4321u_{kg}^2 + 39,766u_{kg} + 47,147 \quad (3.1)$$

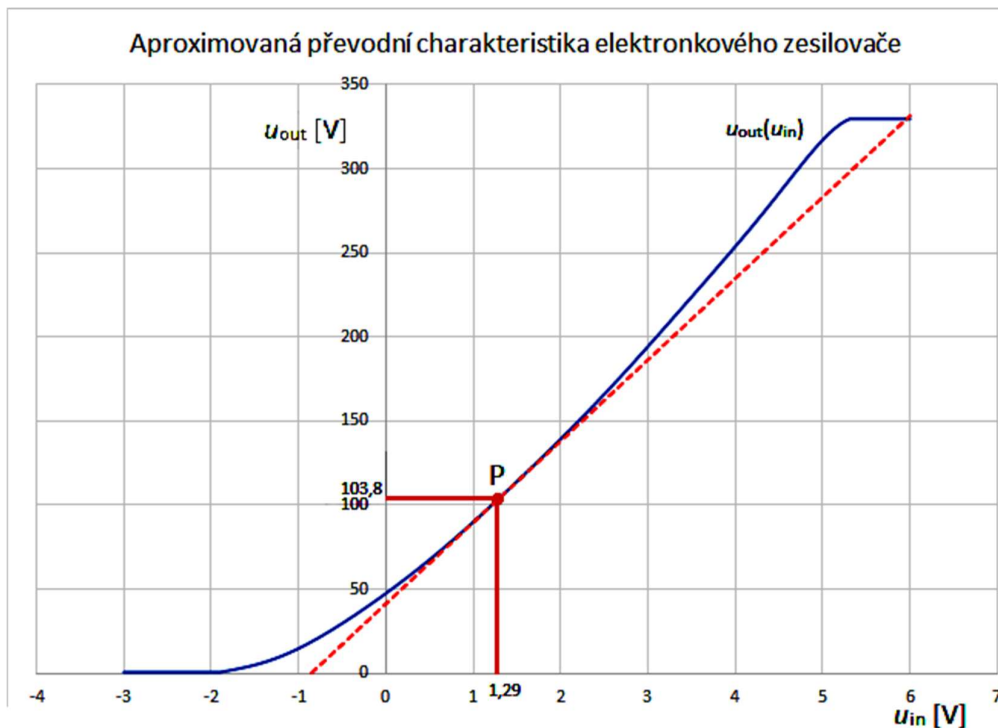
Program MATLAB ovšem umožňuje aproximovat tuto převodní charakteristiku polynomem téměř libovolného řádu. Pro odlišení byly vstupní hodnoty polynomu pojmenovány jako u_{in} . Pro modelování převodní charakteristiky byl zvolen přesnější polynom 12. řádu:

$$\begin{aligned}
 u_{out} = & 3,86936 \cdot 10^{-5} \cdot u_{in}^{12} - 7,42983 \cdot 10^{-4} \cdot u_{in}^{11} + 4,70835 \cdot 10^{-3} \cdot u_{in}^{10} \\
 & - 5,96307 \cdot 10^{-3} \cdot u_{in}^9 - 0,04938 \cdot u_{in}^8 + 0,16179 \cdot u_{in}^7 \\
 & + 0,07664 \cdot u_{in}^6 - 0,77077 \cdot u_{in}^5 + 0,46898 \cdot u_{in}^4 \\
 & + 0,30944 \cdot u_{in}^3 + 4,30511 \cdot u_{in}^2 + 37,91358 \cdot u_{in} \\
 & + 47,60507
 \end{aligned} \quad (3.2)$$

- kde u_{out} je výstupní hodnota napětí a u_{in} je rozdíl mezi napětím na katodě a napětím na mřížce

Výsledná polynomičká funkce ovšem pokračuje i pro hodnoty mimo rozsah $u_{in} = -2,5$ V až 5,57 V, proto při aplikování vstupního signálu na tuto aproximační funkci je nutné ošetřit, aby vstupní hodnoty nepřekračovaly tento rozsah.

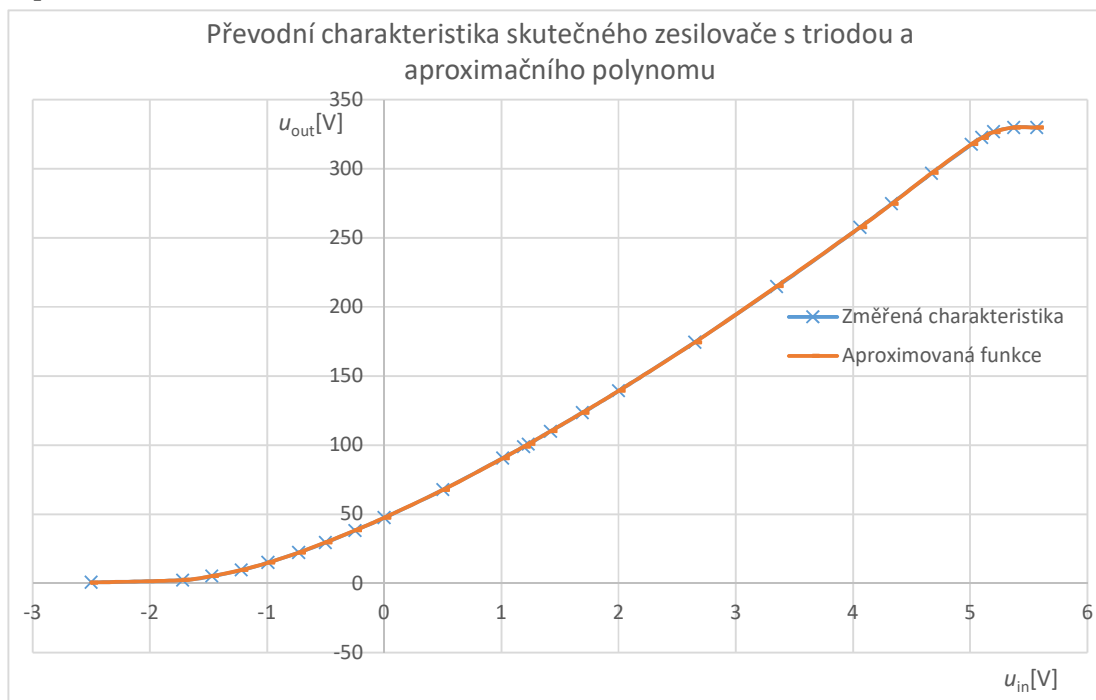
Pro ověření správnosti polynomu lze pomocí funkce „plot()“ zpětně vykreslit aproximovanou převodní charakteristiku, viz obr. 3. Pro ověření hladkého průběhu i mimo modelovanou oblast byly meze vstupního napětí poněkud zvýšeny.



Obrázek 3: Aproximovaná převodní charakteristika elektronkového zesilovače polynomem 12. řádu

V grafu závislosti je vyznačen i pracovní bod P, okolo kterého se pohybují vstupní hodnoty. Díky tečně v tomto bodě lze pozorovat nelinearity na převodní charakteristice.

Pro zjištění správnosti aproximace bylo vhodné ještě porovnat tvary převodních charakteristik a rozdíly mezi skutečnými výstupními hodnotami a výstupními hodnotami aproximační funkce.



Obrázek 4: Ověření správnosti převodní charakteristiky zesilovače s triodou

Obě funkce se na první pohled překrývají (viz obr. 4), ovšem i přes to, že byl použit aproximační polynom 12. řádu, dochází k malým odchylkám. Největší absolutní odchylka, která byla vypočtena z rozdílu naměřené hodnoty napětí na katodě triody a vypočtené hodnoty pomocí aproximační funkce, byla $\Delta u = 0,583$ V, konkrétně pro hodnotu výstupního napětí $u_2 = 317,2$ V, což odpovídá relativní odchylce 0,18 %. Oproti tomu největší odchylka v procentech byla pro hodnotu výstupního napětí $u_2 = 5,27$ V, kde absolutní odchylka byla $\Delta u = 0,583$ V, což odpovídá relativní odchylce 3,18 %.

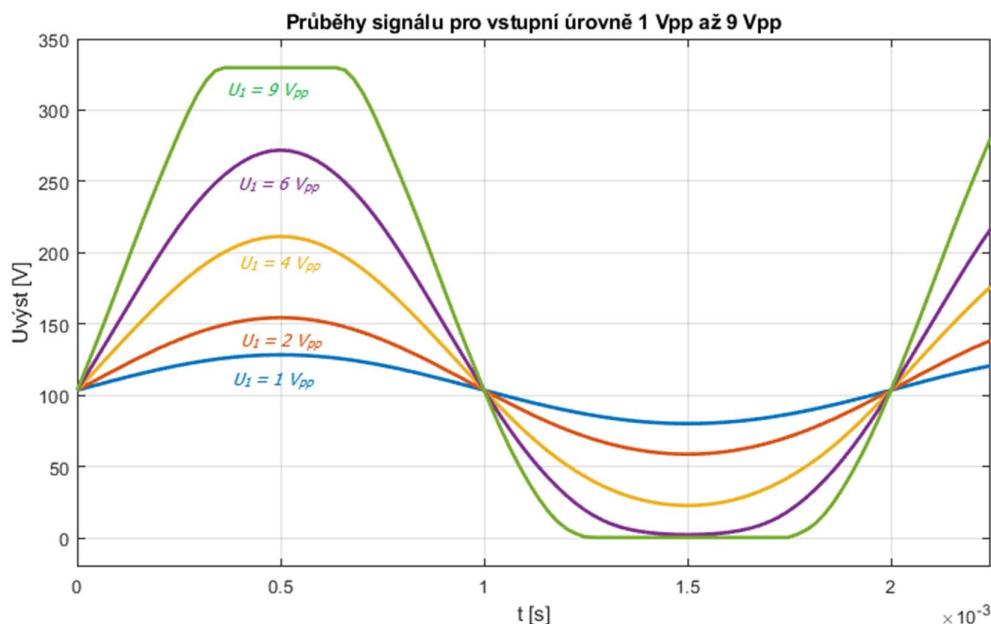
3.2. Výpočet hodnot výstupního signálu pomocí aproximačního polynomu

Pro správnou funkci výpočtu okamžitých hodnot za pomoci aproximačního polynomu bylo třeba zajistit, aby se vstupní hodnoty nepohybovaly kolem 0 V, ale kolem hodnoty 1,29 V. Přičtením této hodnoty ke všem hodnotám zpracovávaného vstupního signálu došlo k jeho posunutí do pracovního bodu.

Dále bylo potřeba zajistit, aby hodnoty nepřekročily výše popsané meze, čehož bylo docíleno jednoduchou podmínkou, která zajistila, že pokud se hodnota signálu nachází pod spodní hranicí, její hodnota bude rovna právě této hranici, tedy hodnotě $u_{in} = -2,5$ V a pokud se bude nacházet nad 5,57 V, její hodnota bude $u_{in} = 5,57$ V.

3.3. Průběhy a spektra výstupního signálu při různých úrovních vstupního signálu

Kvůli správnému pochopení charakteru zkreslení způsobeným elektronickým zesilovačem, resp. modelem přenosové funkce, bylo nutné zkoumat, jaký vliv má převodní charakteristika na zkreslení signálu pro různé úrovně vstupního signálu. Pro tento účel byl použit harmonický signál o frekvenci $f = 500$ Hz a o úrovních $U_{in} = 1\text{ V}_{pp}$, 2 V_{pp} , 4 V_{pp} , 6 V_{pp} a 9 V_{pp} viz obrázek 5.



Obrázek 5: Průběhy signálu pro vstupní napětí o amplitudě 1 V_{pp} až 9 V_{pp}

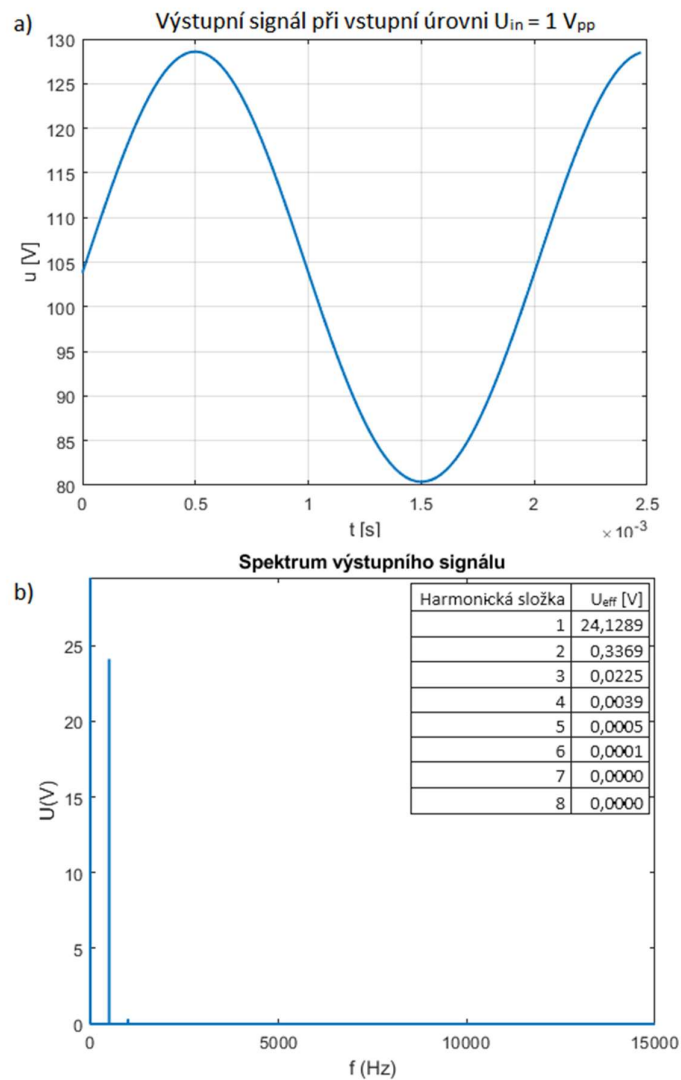
Z výše uvedených průběhů je zřejmé, že aproximační polynom vystihuje velmi dobře nelinearity převodní charakteristiky elektronky. Stejně jako u elektronky dochází k asymetrické limitaci. Spodní půlvlna výstupního signálu je limitována dříve, ale dochází k tzv. měkké limitaci, kdežto horní půlvlna je limitována až pro vysoké hodnoty vstupního signálu, ale je limitována tvrdě.

Pro účel vykreslení spektra výstupního signálu a výpočtu váhového harmonického zkreslení byly v programu MATLAB využity funkce $fft()$ a $thd()$. Funkce $fft()$ zde byla využita pouze pro zobrazení spektra výstupního signálu, funkce $thd()$ zde byla použita pouze pro získání amplitud jednotlivých harmonických složek. Samotná hodnota THD, kterou funkce $thd()$ vrací, nebyla nikde využita. Amplitudy jednotlivých harmonických složek byly touto funkcí zapsány do proměnné typu pole a posléze byly využity k výpočtu váhového harmonického zkreslení WHD. Kód použitých funkcí lze nalézt v příloze na straně 60.

3.3.1 Spektrum výstupního signálu pro vstupní úroveň $U_{in} = 1 \text{ V}_{pp}$

Pro vstupní signál s amplitudou $U_{in} = 1 \text{ V}_{pp}$ lze ve spektru výstupního signálu (obr. 6) pozorovat kromě první harmonické složky o úrovni i velmi slabou druhou harmonickou složku. Efektivní hodnota první harmonické složky je $U_1 = 24,1289 \text{ V}$, efektivní hodnota druhé harmonické složky byla $U_2 = 0,3369 \text{ V}$. Třetí harmonická složka, která už ve spektru není viditelná, měla efektivní hodnotu $U_3 = 0,0225 \text{ V}$, což je více než 1000x slabší než první harmonická složka. Pro určení harmonického zkreslení se obvykle uvažují jen vyšší harmonické složky, jejichž amplituda je vyšší nebo rovna 1 % amplitudy první harmonické složky.

Váhové harmonické zkreslení signálu pro vstupní signál o úrovni $U_{in} = 1 \text{ V}_{pp}$ bylo rovno $WHD_{U_{in1}} = 1,4037 \%$.

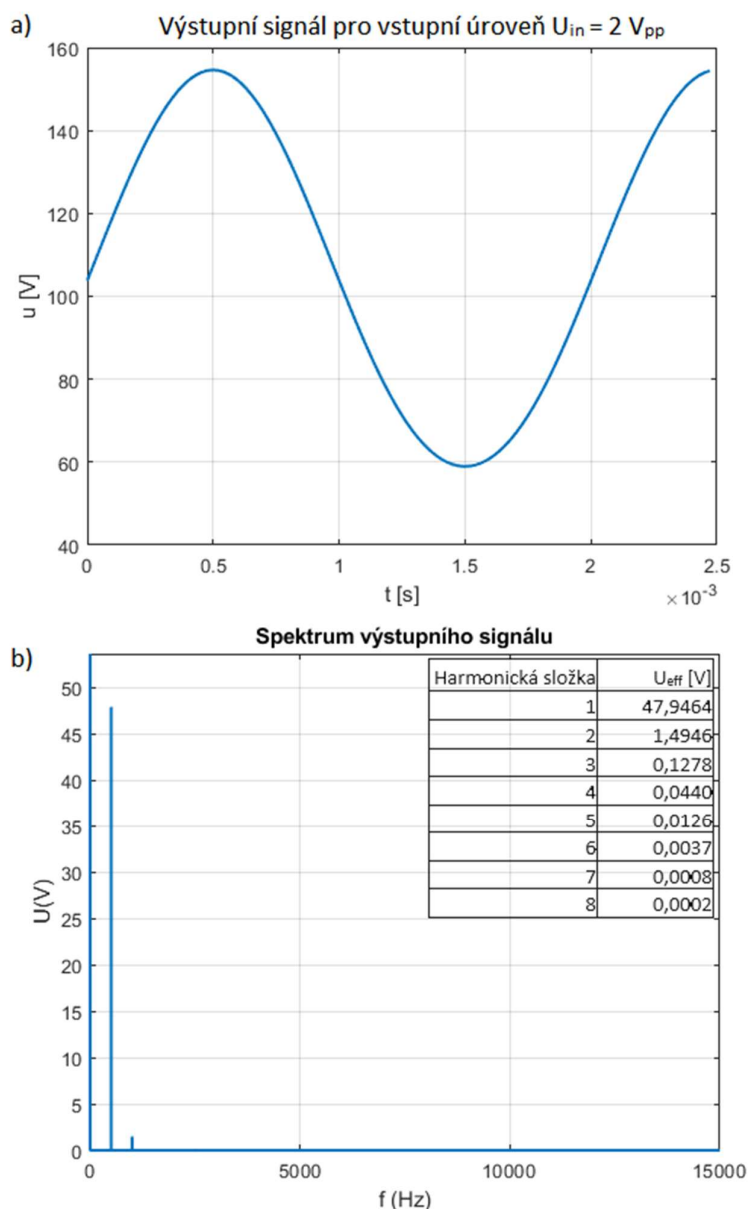


Obrázek 6: a) Tvar výstupního signálu při $U_{in} = 1 \text{ V}_{pp}$
b) Spektrum výstupního signálu

3.3.2 Spektrum výstupního signálu pro vstupní úroveň $U_{in} = 2 V_{pp}$

Pro vstupní signál o úrovni $U_{in} = 2 V_{pp}$ došlo k nárůstu první i druhé harmonické složky, ve spektru se také začínají více projevovat třetí a čtvrtá harmonická. První harmonická složka měla efektivní hodnotu $U_1 = 47,946 V$, druhá harmonická složka $U_2 = 1,4946 V$, třetí harmonická složka $U_3 = 0,1278 V$ a čtvrtá harmonická složka $U_4 = 0,0440 V$. Další složky spektra mají velmi nízké amplitudy, viz obr. 7.

Váhové harmonické zkreslení signálu pro vstupní signál o úrovni $U_{in} = 2 V_{pp}$ bylo rovno $WHD_{U_{in}2} = 3,1301 \%$.

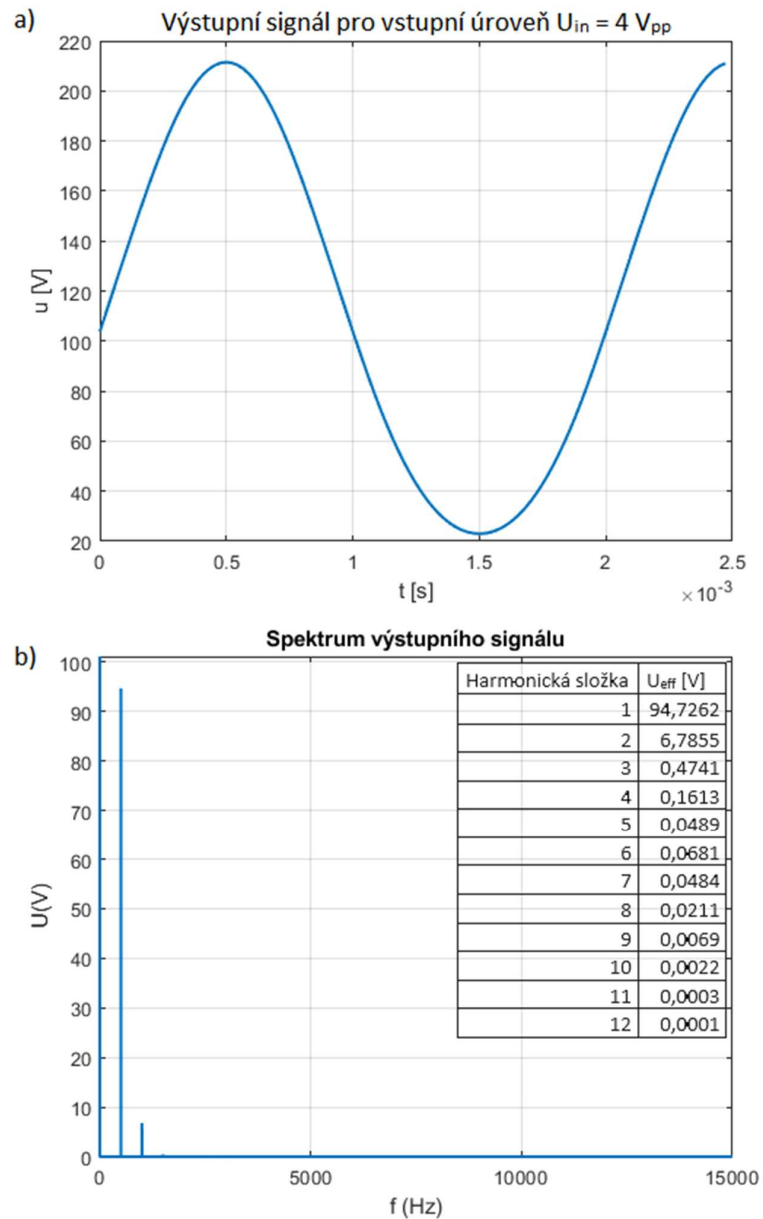


Obrázek 7: a) Tvar výstupního signálu při $U_{in} = 2 V_{pp}$
b) spektrum výstupního signálu

3.3.3 Spektrum výstupního signálu pro vstupní úroveň $U_{in} = 4 \text{ V}_{pp}$

Pro vstupní signál o úrovni $U_{in} = 4 \text{ V}_{pp}$ se váhové harmonické zkreslení zvýšilo na hodnotu $\epsilon_2 = 7,2177 \%$, což je způsobeno pozvolnou kompresí spodní půlvlny výstupního signálu. Tato deformace tvaru signálu se projevila hlavně druhou harmonickou složkou. Ostatní složky spektra mají oproti první a druhé harmonické velmi nízké amplitudy (obr. 8).

Váhové harmonické zkreslení signálu pro vstupní signál o úrovni $U_{in} = 4 \text{ V}_{pp}$ bylo rovno $WHD_{U_{in}4} = 7,2177 \%$.

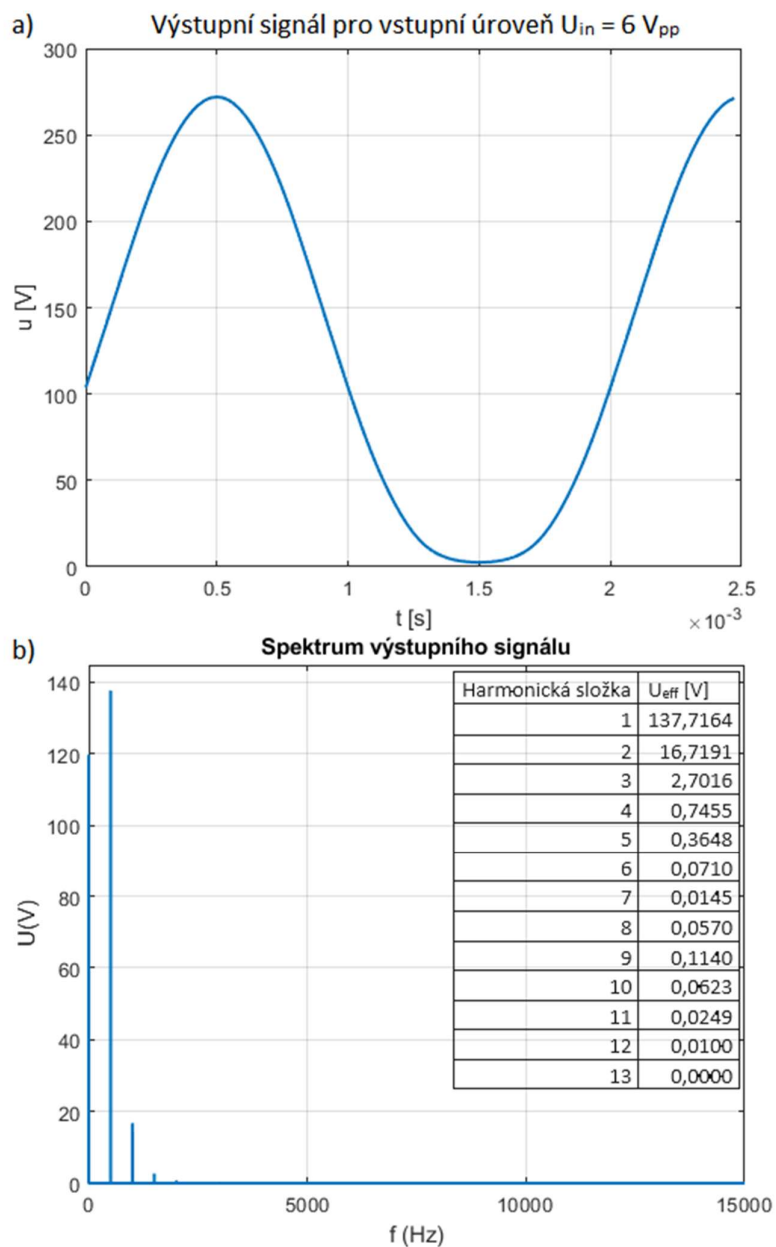


Obrázek 8: a) Tvar výstupního signálu při $U_{in} = 4 \text{ V}_{pp}$
b) Spektrum výstupního signálu

3.3.4 Spektrum výstupního signálu pro vstupní úroveň $U_{in} = 6 \text{ V}_{pp}$

Pro vstupní signál o úrovni $U_{in} = 6 \text{ V}_{pp}$ dochází k dalšímu zvyšování poměru druhé, třetí a čtvrté harmonické složky oproti první harmonické složce, spektrum je obohaceno i o další násobky základní složky (obr. 9).

Váhové harmonické zkreslení signálu pro vstupní signál o úrovni $U_{in} = 6 \text{ V}_{pp}$ bylo rovno $WHD_{U_{in}6} = 12,3130 \%$.

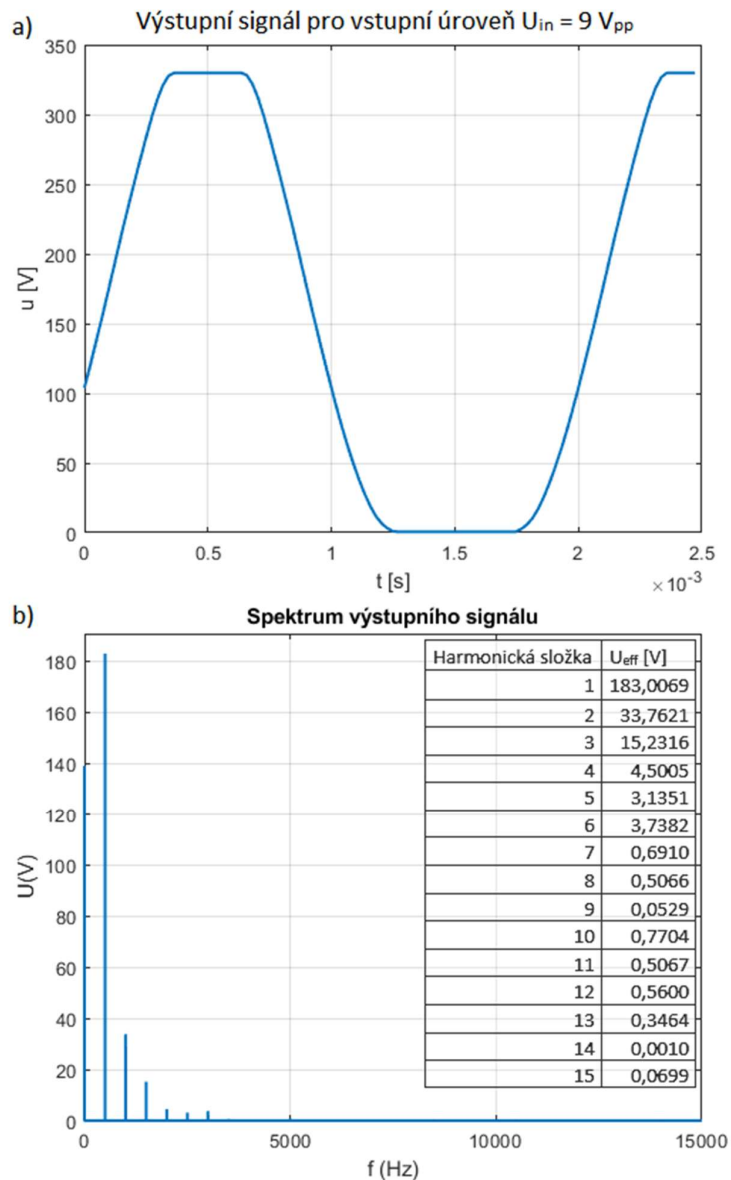


Obrázek 9: a) Tvar výstupního signálu při $U_{in} = 6 \text{ V}_{pp}$
b) spektrum výstupního signálu

3.3.5 Spektrum výstupního signálu pro vstupní úroveň $U_{in} = 9 \text{ V}_{pp}$

Pro vstupní signál o úrovni $U_{in} = 9 \text{ V}_{pp}$ jsou již limitovány obě půlvlny výstupního signálu, což způsobuje velký nárůst amplitud harmonických složek. Takovýto signál je již silně zkreslen a začíná se podobat signálu obdélníkovému. Sudé násobky základní harmonické složky mají ve směs vyšší amplitudu než sousedící liché harmonické složky. Výjimky jsou čtvrtá, osmá, čtrnáctá a dvacátá harmonická složka (obr. 10).

Váhové harmonické zkreslení signálu pro vstupní signál o úrovni $U_{in} = 9 \text{ V}_{pp}$ bylo rovno $WHD_{U_{in}9} = 24,2702 \%$, což je téměř dvojnásobný nárůst oproti $WHD_{U_{in}6}$.



Obrázek 10: a) Tvar výstupního signálu při $U_{in} = 9 \text{ V}_{pp}$
b) spektrum výstupního signálu

3.3.6 Vyhodnocení chování elektronkového zesilovače pro různé úrovně

Na základě porovnání tvarů výstupních signálů a jejich spekter jsme získali tyto poznatky:

- Pokud dochází pouze k měkké limitaci jedné půlvlny výstupního signálu (v případě zesilovače s triodou 12AX7/ECC83 k limitaci záporné půlvlny), ve spektru se objeví zejména sudé harmonické složky, nejvýrazněji druhá harmonická složka.
- K limitaci kladné půlvlny výstupního signálu dojde vždy, když je záporná vlna limitována velmi silně. To je dáno umístěním pracovního bodu P (viz obr. 3).
- Pokud dojde k limitaci obou půlvln výstupního signálu, objeví se ve spektru výrazněji vyšší násobky první harmonické (5., 6., 7., atd.), začne se zvyšovat poměr lichých harmonických. Lze tedy předpokládat, že pro vstupní napětí vyšší než $U_{in} = 9 \text{ V}_{pp}$ se budou amplitudy lichých harmonických složek nadále zvyšovat a amplitudy sudých harmonických složek se začnou snižovat, protože výstupní signál se bude více a více podobat obdélníkovému průběhu, jehož spektrum obsahuje pouze liché harmonické složky.

4. MODELOVÁNÍ NELINEARIT ELETRONKOVÉHO ZESILOVAČE

Již na konci sedmdesátých let dvacátého století se začaly firmy Maxon, Ibanez a další pokoušet o napodobení nelinearit elektronek. Cílem bylo docílit měkkého dynamického zkreslení pomocí polovodičových prvků. Výsledkem byl dnes již legendární overdrive efekt Tube Screamer. Ten využíval dvou křemíkových diod zapojených ve zpětné vazbě operačního zesilovače. Ovšem k věrnému napodobení charakteru elektronkového zkreslení nedošlo, zejména protože nedocházelo k asymetrické limitaci výstupního signálu.

Kýženého efektu asymetrické limitace lze docílit i jednoduchým pasivním limiterem. Je nutné nejprve zjistit, které diody (nebo jejich kombinace) se hodí pro modelování převodní charakteristiky elektronkového zesilovače.

4.1. Zapojení diodového limiteru

Pro měření převodních charakteristik jednoduchých diodových limiterů byl navržen a sestaven obvod složený ze dvou napěťových sledovačů. Pro tyto účely dostačovaly dva operační zesilovače TL071 od firmy Texas Instruments. Ty byly napájeny pomocí symetrického napětí 12 V z laboratorního zdroje Agilent E3630A, které bylo na kladné i záporné větvi filtrováno elektrolytickým kondenzátorem o kapacitě $C = 100 \text{ nF}$. Vstupní napětí bylo získáno z laboratorního zdroje Agilent E3620A.

Před měřenou diodou byl vložen rezistor R_3 , jehož úkolem je omezení protékajícího proudu přes diodu, aby se zabránilo jejímu poškození a také aby byl proud z výstupu prvního napěťového sledovače co nejmenší. Pro velikost maximálního proudu diodou byla zvolena hodnota $I_{\max} = 0,0010 \text{ A}$. Při zanedbání úbytku napětí způsobeným prahovým napětím diody a uvažování jen maximálního přivedeného napětí na diodu, byla velikost rezistoru vypočtena následovně:

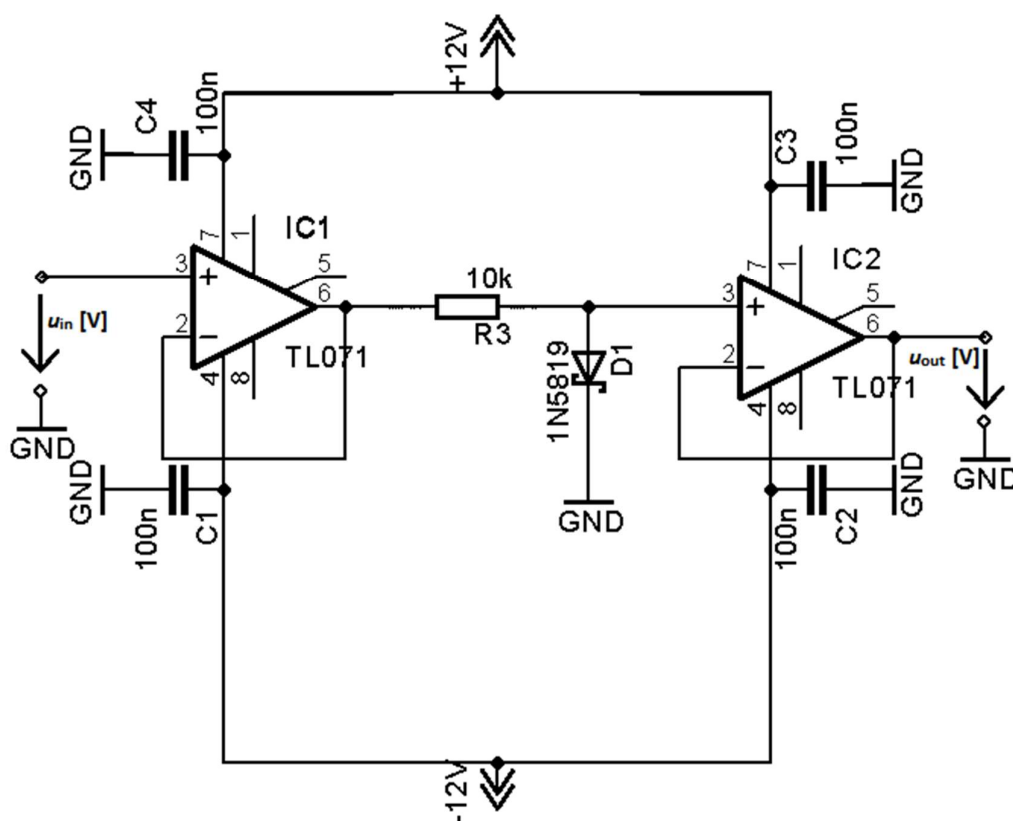
$$R_3 = \frac{U_{\text{inmax}}}{I_{\max}} = \frac{12}{0,0010} = 12000 \, \Omega \quad (4.1)$$

- kde U_{inmax} je maximální napětí na diodě a I_{\max} je zvolený maximální proud.

Nejbližší rezistor, který byl dostupný během konstrukce přípravku, byl rezistor 10 kΩ. Další nejbližší byl rezistor s hodnotou 20 kΩ. Nakonec byl zvolen rezistor 10 kΩ. Tento rezistor i nadále omezí maximální proud diodou na velmi malou hodnotu, konkrétně:

$$I_{max} = \frac{U_{max}}{R_3} = \frac{12}{10000} = 0,0012 \text{ A.} \quad (4.2)$$

Tato hodnota proudu je stále dostatečně nízká, ke zničení diod ani příliš velkému odběru z výstupu prvního napěťového sledovače nemůže dojít. Konečné schéma je vyobrazeno na obrázku 11.



Obrázek 11: Obvod pro měření převodních charakteristik diod

Vstupní napětí U_{in} bylo odečítáno pomocí digitálního multimetru Agilent/HP 34401A. Pomocí druhého digitálního multimetru Agilent/HP 34401A bylo odečítáno výstupní napětí celého obvodu U_{out} .

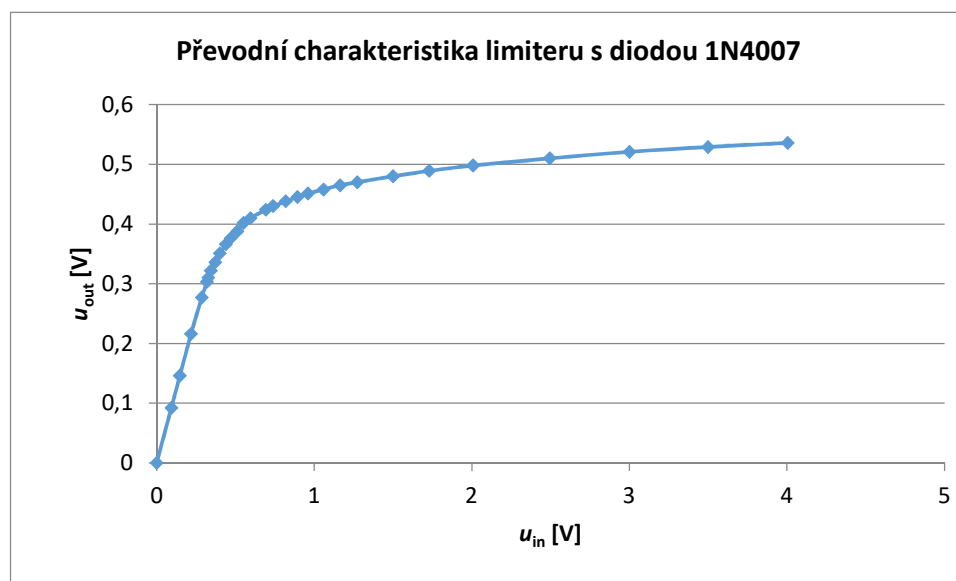
Charakteristiky diod nebyly měřeny pro páry, ale pro jednotlivé diody zapojené anodou k signálové větvi a katodou k zemi. Pokud bychom chtěli limitovat obě poloviny signálu, stačilo by diody připojit paralelně k sobě s obrácenou polaritou. V případě totožných diod by byla výsledná převodní charakteristika symetrická podle počátku.

4.2. Limity s křemíkovými diodami

Jako první byly v zapojení využity křemíkové diody. Tyto diody mají podle datasheetu prahové napětí $U_p = 0,52 \text{ V}$.

4.2.1 Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru s diodou 1N4007

Dioda 1N4007 je standardní křemíková usměrňovací dioda. Maximální napětí v závěrném směru má hodnotu $U_{rrm} = 1000 \text{ V}$, maximální proud diodou v propustném směru je $I_f = 1 \text{ A}$.

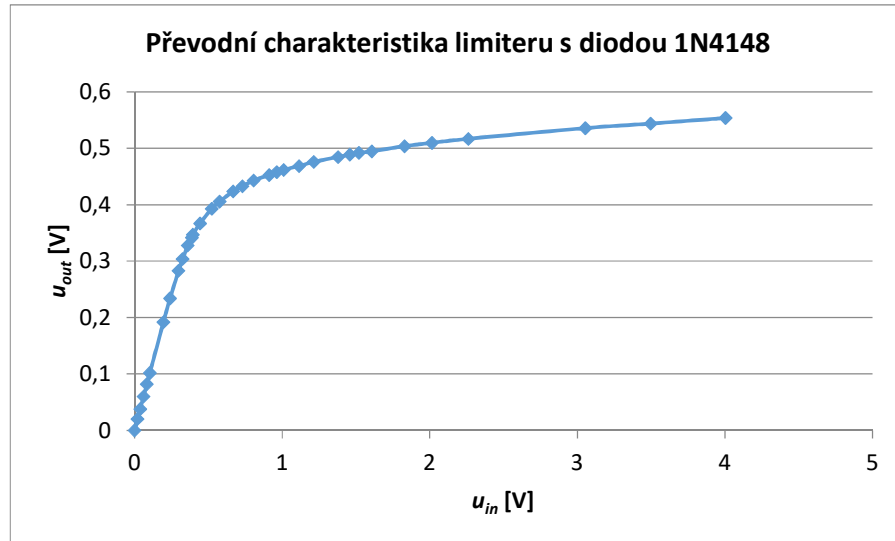


Obrázek 12: Převodní charakteristika limiteru s diodou 1N4007

Limiter s touto diodou pracuje lineárně až do hodnoty vstupního napětí $u_{in} = 0,319 \text{ V}$, poté dochází k ohnutí převodní charakteristiky. Od hodnoty vstupního napětí $u_{in} = 1,729 \text{ V}$ se již výstupní napětí $U_{výst}$ zvyšuje jen velmi pozvolna. (obr. 12)

4.2.2 Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru s diodou 1N4148

Dioda 1N4148 je další křemíková dioda. Výrobce udává maximální napětí v závěrném směru $U_{rrm} = 100 \text{ V}$, maximální proud diodou v propustném směru je $I_f = 0,2 \text{ A}$.



Obrázek 13: Převodní charakteristika limiteru s diodou 1N4148

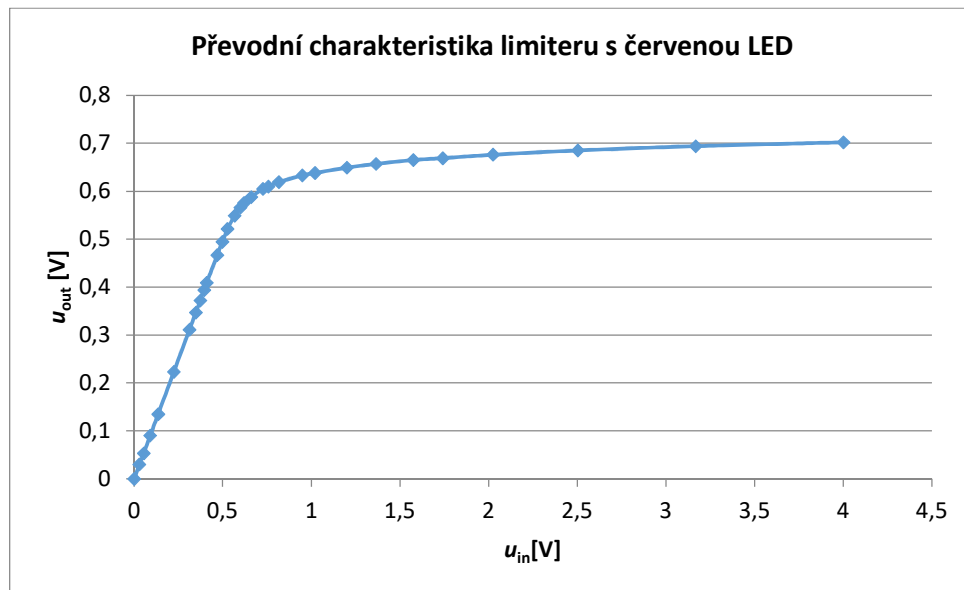
Omezovač s touto diodou pracuje lineárně až do hodnoty vstupního napětí $u_{in} = 0,298 \text{ V}$, poté následuje opět ohyb na převodní charakteristice a poté od hodnoty vstupního napětí $u_{in} = 1,459 \text{ V}$ napětí na výstupu stoupá s velmi nízkou strmostí. (obr. 13)

4.3. Limitory s LED diodami

LED diody se vyznačují zejména vyšším prahovým napětím, které se liší pro jednotlivé barvy, a také menším maximálním proudem v propustném směru I_f .

4.3.1 Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru s červenou LED

Výrobce u této LED udává pouze maximální protékající proud diodou $I_f = 20$ mA.

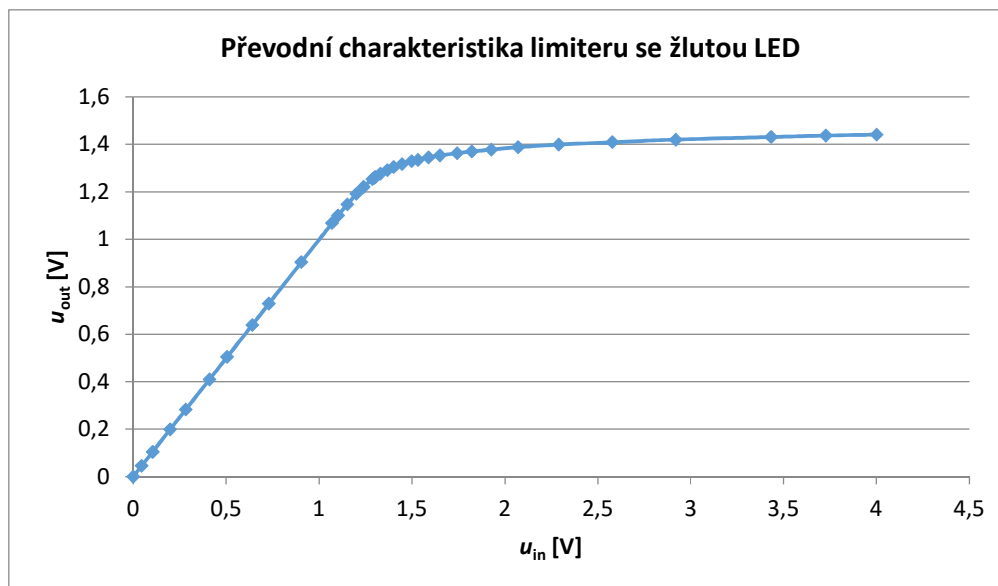


Obrázek 14: Převodní charakteristika limiteru s červenou LED

Limiter s červenou LED diodou pracuje lineárně až do hodnoty vstupního napětí $U_{in} = 0,527$ V, poté je na převodní charakteristice koleno, které je ostřejší než u limiterů s křemíkovými diodami. Od hodnoty $U_{in} = 1,575$ V se napětí na výstupu zvyšuje jen velmi pozvolna. (obr. 14)

4.3.2 Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru se žlutou LED

Stejně jako u červené LED diody výrobce udává pouze maximální protékající proud diodou $I_f = 20 \text{ mA}$.



Obrázek 15: Převodní charakteristika limiteru se žlutou LED

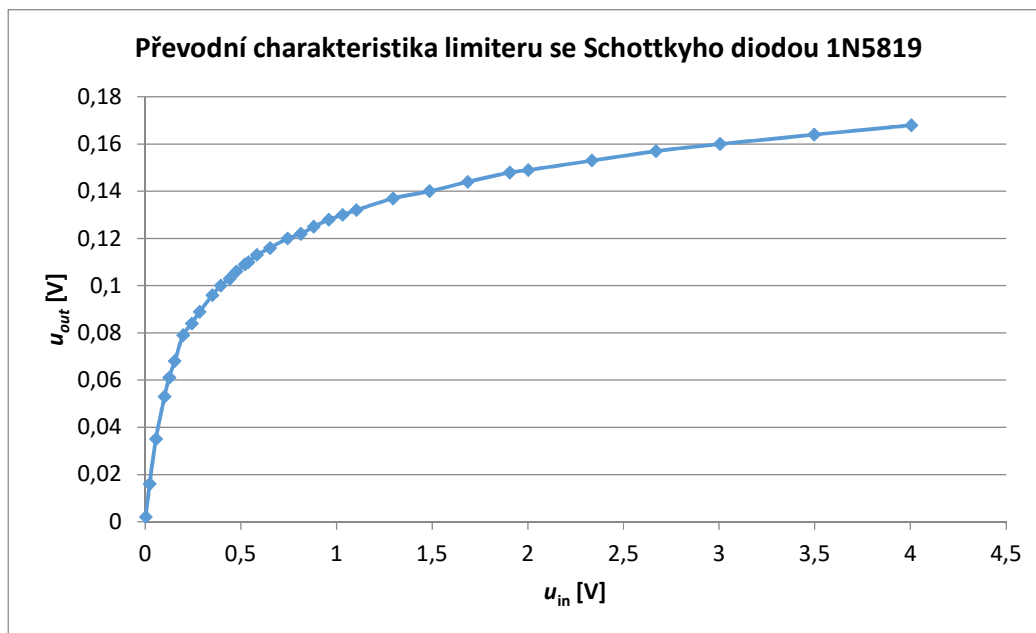
I limiter s touto diodou má ostřejší lom charakteristiky než běžné křemíkové diody. Do hodnoty vstupního napětí $u_{in} = 1,239 \text{ V}$ pracuje v lineární oblasti, od hodnoty $u_{int} = 2,29 \text{ V}$ se již strmost převodní charakteristiky téměř nemění a výstupní napětí se zvyšuje velmi pomalu (viz obr. 15).

4.4. Limitory se Schottkyho diodami

Schottkyho diody se vyznačují nižším prahovým napětím U_p , toto napětí se opět liší podle typu diody.

4.4.1 Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru se Schottkyho diodou 1N5819

Schottkyho dioda 1N5819 má výrobcem stanovený maximální proud v propustném směru $I_f = 1$ A.

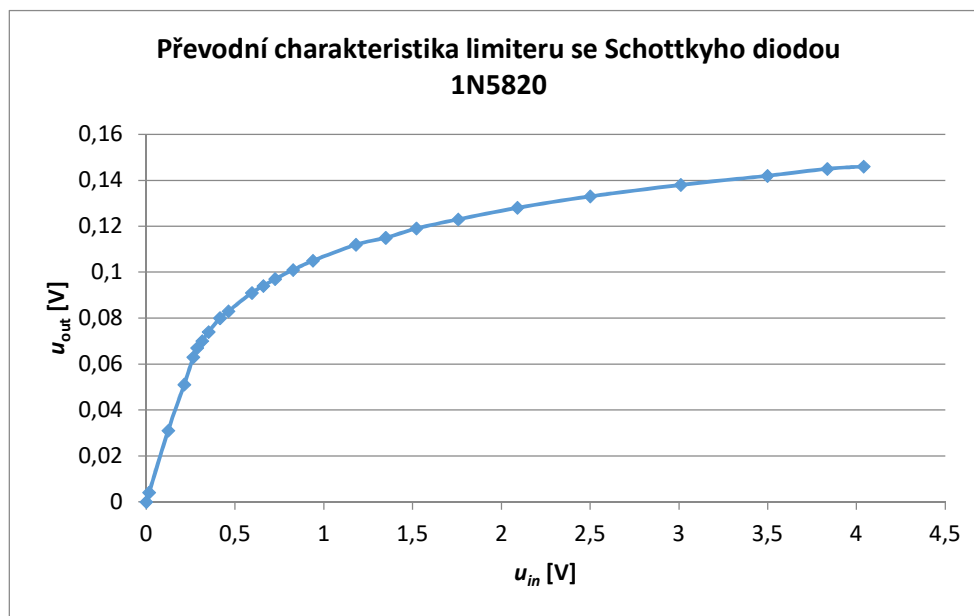


Obrázek 16: Převodní charakteristika limiteru se Schottkyho diodou 1N5819

U limiteru s touto diodou lze pozorovat, že charakteristika má pro nízká vstupní napětí velmi krátkou lineární část, už od $u_{in} = 0,125$ V se charakteristika ohýbá, přičemž od hodnoty $u_{in} = 1,9$ V výstupní napětí narůstá velmi pomalu (viz obr. 16).

4.4.2 Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru se Schottkyho diodou 1N5820

Schottkyho dioda 1N5820 má oproti 1N5819 navýšený maximální protékající proud na $I_f = 3 \text{ A}$.



Obrázek 17: Převodní charakteristika limiteru se Schottkyho diodou 1N5820

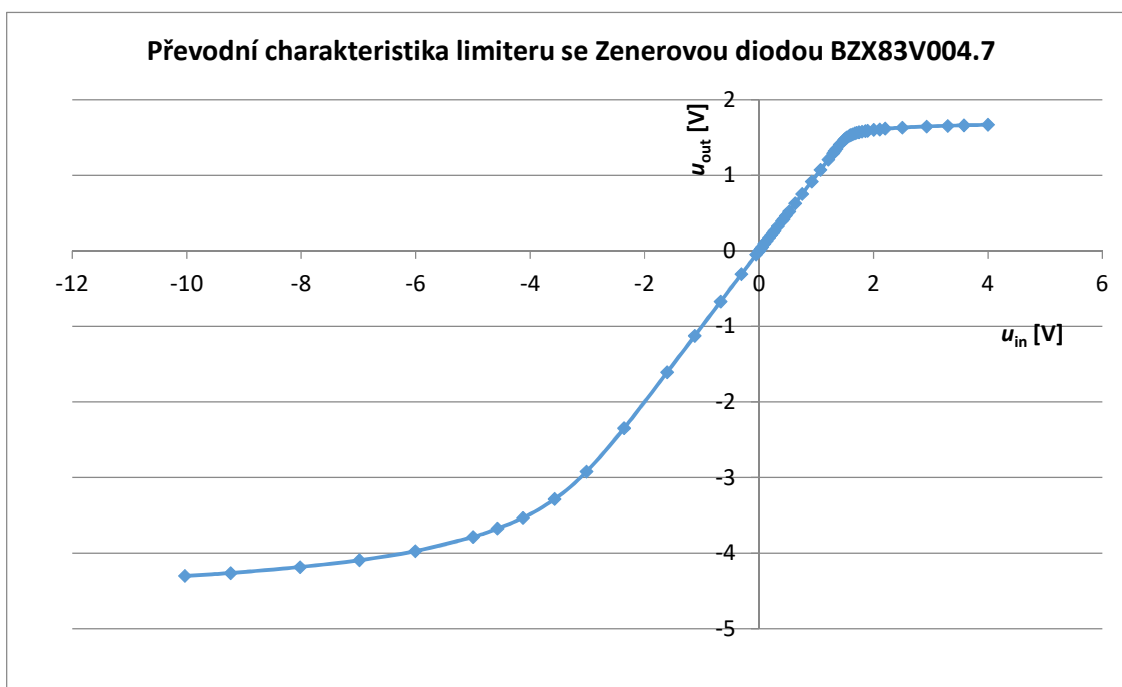
Převodní charakteristika tohoto limiteru je lineární do $u_{in} = 0,287 \text{ V}$, poté je relativně ostré koleno a od $u_{in} = 1,522 \text{ V}$ se již výstupní napětí zvyšuje jen mírně (viz obr. 17).

4.5. Limitery se Zenerovou diodou

Zenerova dioda se standardně používá jako stabilizační dioda. Běžně pracuje v závěrném směru, kdy dochází k nedestruktivnímu průrazu. Funkci limiteru s touto diodou je tedy nutné ověřit pro kladná i pro záporná vstupní napětí u_{in} .

4.5.1 Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru se Zenerovou diodou BZX83V004.7

U limiteru s touto Zenerovou diodou dochází kromě limitace kladného vstupního napětí i k limitaci záporného vstupního napětí za pomoci nedestruktivního průrazu.

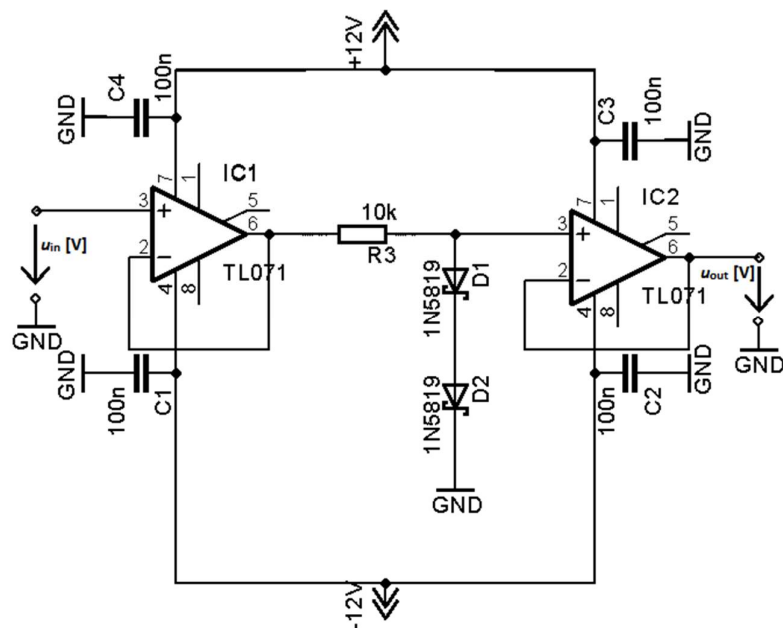


Obrázek 18: Převodní charakteristika limiteru se Zenerovou diodou BZX83V004.7

Limiter s touto diodou pracuje lineárně od vstupního napětí $u_{in} = -2,358 \text{ V}$, přičemž do záporné limitace přechází velmi pozvolna. Lineární část končí na $u_{in} = 1,49 \text{ V}$, kde se charakteristika láme relativně ostře. Od vstupního napětí $u_{in} = 1,857 \text{ V}$ se již výstupní napětí zvyšuje jen velmi málo (viz obr. 18).

4.6. Limiter s více diodami

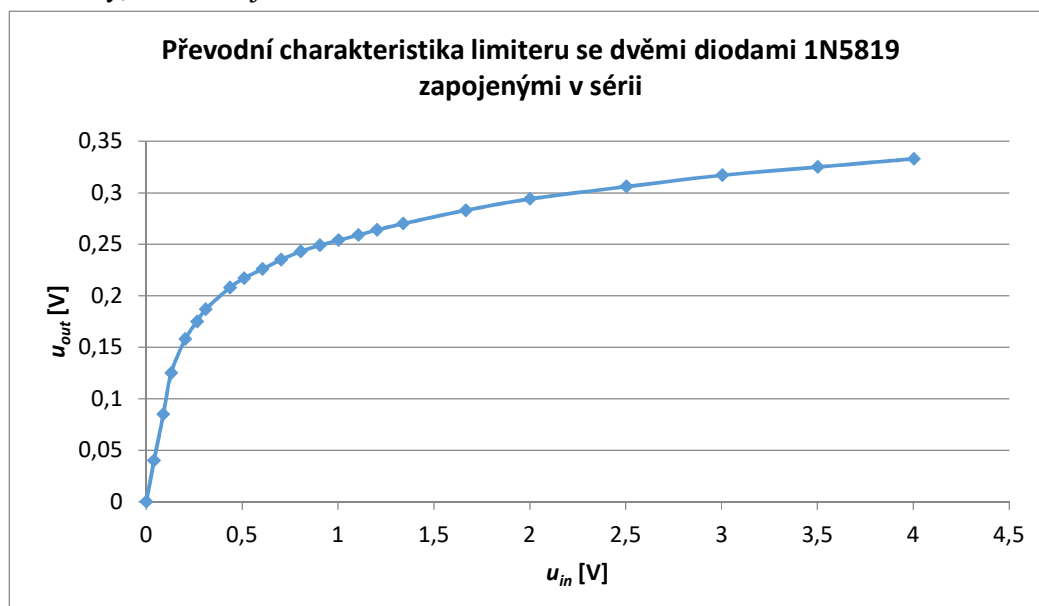
Pro ověření možnosti posunutí limitačního napětí a pro zkoumání změny tvaru kolene charakteristiky bylo nutné realizovat zapojení se dvěma diodami, viz obr. 19.



Obrázek 19: Zapojení limiteru se dvěma diodami 1N5819 v sérii

4.6.1 Závislost výstupního napětí na vstupním napětí limiteru se dvěma Schottkyho diodami 1N5819

Převodní charakteristika limiteru se sériovým zapojením dvou diod 1N5819 potvrdilo, že se prahové napětí diod v tomto zapojení sčítá, respektive výstupní napětí v limitaci vynásobíme počtem diod. Lze docílit limitace při vyšších úrovních napětí bez nutnosti přivádět napětí na katodu diody, ovšem dojde ke změně tvaru kolene.



Obrázek 20: Převodní charakteristika limiteru se dvěma diodami 1N5819 zapojenými v sérii

Charakteristika má velmi podobný tvar jako u zapojení s jednou diodou 1N5819, ovšem výstupní napětí jsou při stejném vstupním napětí vyšší a ohyb na charakteristice. Toto zapojení pracuje lineárně do $U_{in} = 0,15$ V. Poté následuje ohyb a od $U_{in} = 1,5$ V se výstupní napětí zvyšuje jen pozvolna. Ohyb na charakteristice je ovšem o něco pozvolnější (viz obr. 20).

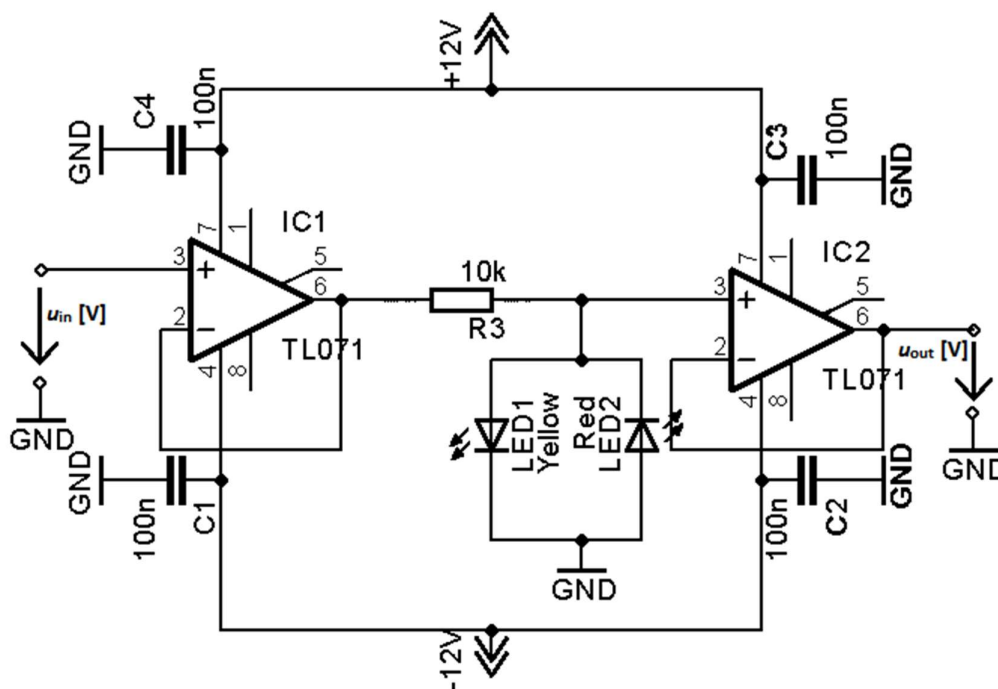
4.7. Výběr vhodných diod do limiteru

Pro správný výběr diod, které by co nejpřesněji deformovaly převodní charakteristiku tak, aby se co nejvíce podobala charakteristice zesilovače s triodou, je nutné zvážit, kdy limiter s danou diodou pracuje v lineární oblasti své převodní charakteristiky a jak pozvolný je přechod do limitace.

Schottkyho diody pro tento účel nelze využít, protože už při velmi malém vstupním napětí přes ně prochází proud a limiter se Schottkyho diodou by neměl v lineární části přenos $A_U = 1$ (viz obr. 16 a 17). Z toho vyplývá, že by na charakteristice byl na souřadnicích $[0;0]$ zlom.

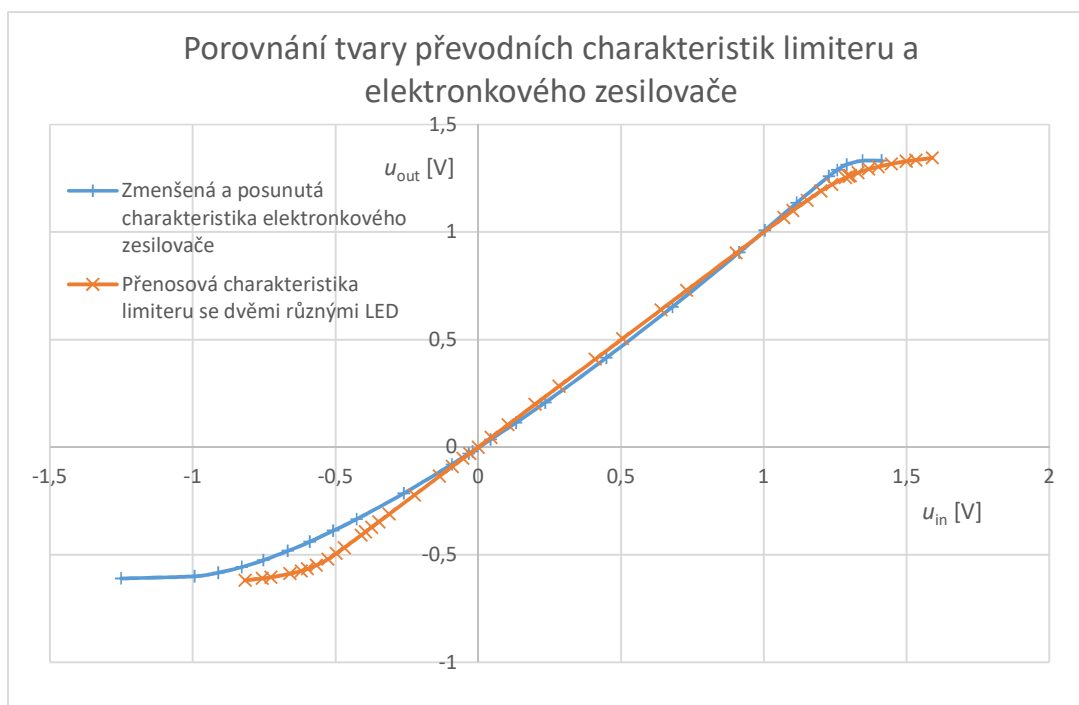
4.7.1 Limiter s červenou a žlutou LED

Další vhodné zapojení kvůli přibližně podobnému poměru napětí limitace kladné a záporné půlvlny je zapojení žluté LED v propustném směru k zemi a červené diody ve směru opačném (viz obr. 21).



Obrázek 21: Zapojení limiteru se dvěma různými LED diodami

U tohoto limiteru dochází k nesymetrické limitaci signálu, podobně jako u elektronkového zesilovače. Ovšem větší ostrost lomu v záporné části charakteristiky naznačuje vyšší přítomnost většího podílu harmonických složek vyššího řádu (obr. 22).



Obrázek 22: Porovnání tvaru převodních charakteristik elektronkového zesilovače a limiteru se žlutou a červenou ED

U tohoto limiteru byly kvůli správnému porovnání tvaru charakteristiky změněno měřítko na ose vstupního napětí u elektronkového zesilovače koeficientem 0,33 a měřítko výstupního napětí bylo vynásobeno koeficientem 0,0059. Ovšem i po změně měřítek převodní charakteristiky elektronkového zesilovače je jasné, že tento limiter bude produkovat pro ekvivalentní hodnoty vstupního napětí rozdílné spektrum kvůli rozdílnému tvaru charakteristiky.

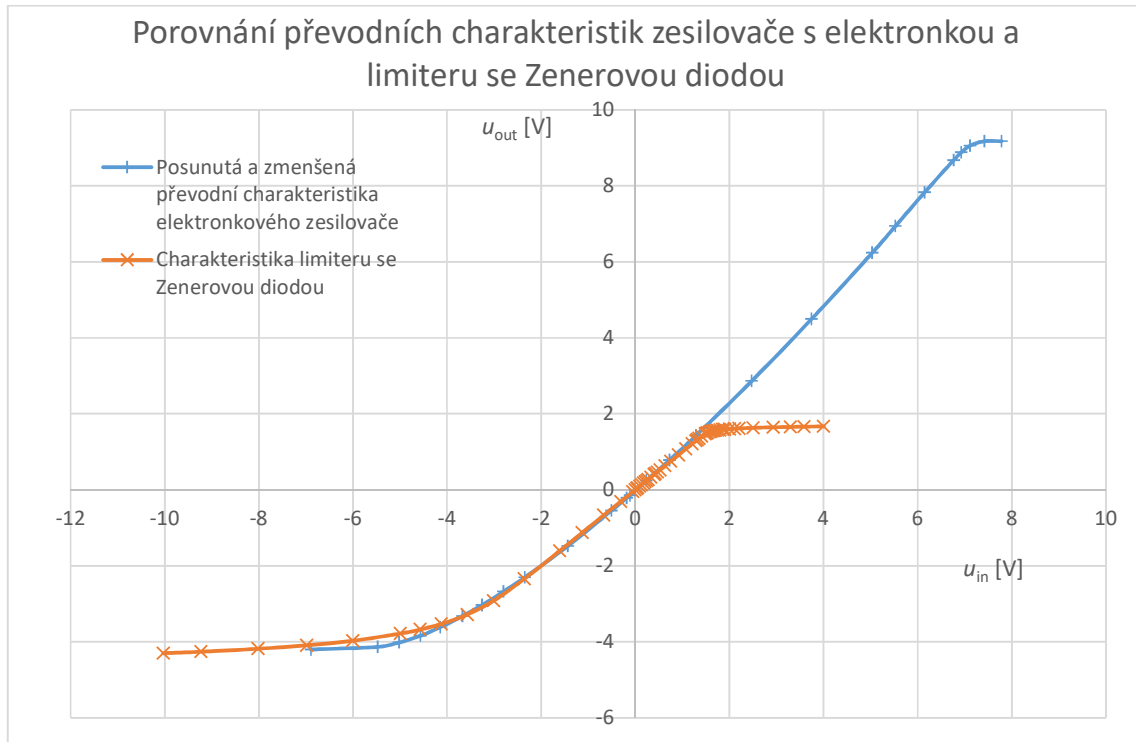
Tabulka 4.1: Porovnání WHD elektronkového zesilovače a WHD limiteru se 2 různými LED

U_{in} [V _{pp}]	WHD el. zesilovač [%]	WHD limiter se 2 LED [%]
1	1,4070	0,5793
2	3,1307	0,7965
4	7,2177	4,4551
6	12,313	17,5112
9	24,2702	27,698

Z tabulky 4.1, kde jsou uvedeny hodnoty zkreslení WHD pro oba případy, je jasné, že tento limiter je nevhodný. Nástup harmonických složek je velmi náhlý. Pro účel napodobení „zabarvování“ zvuku elektronkového zesilovače se tedy tento limiter nehodí.

4.7.2 Limiter se Zenerovou diodou

Na první pohled lze vidět podobnosti ve tvaru převodní charakteristiky elektronkového zesilovače s jednou triodou a převodní charakteristiky limiteru se Zenerovou diodou (viz obr. 23). Obě charakteristiky mají jeden ohyb velmi pozvolný a druhý ostřejší.

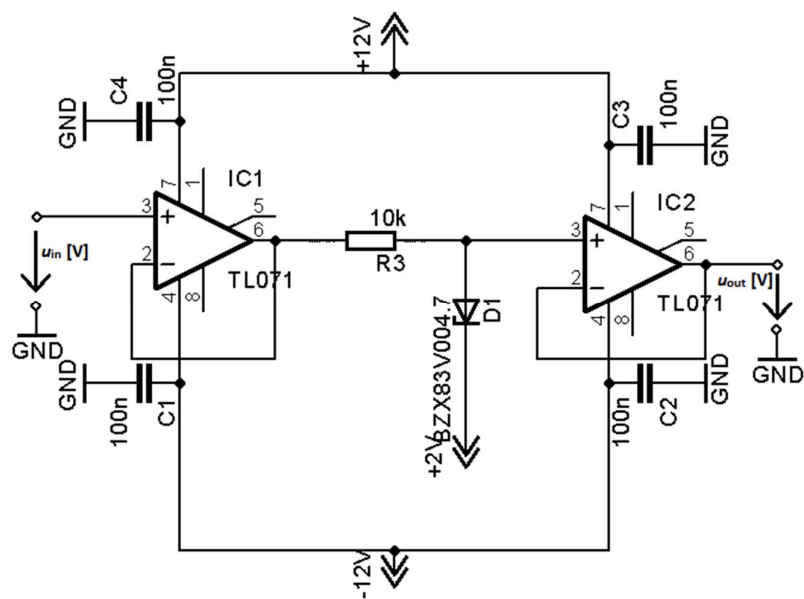


Obrázek 23: Porovnání tvaru charakteristiky limiteru se Zenerovou diodou a charakteristiky elektronkového zesilovače

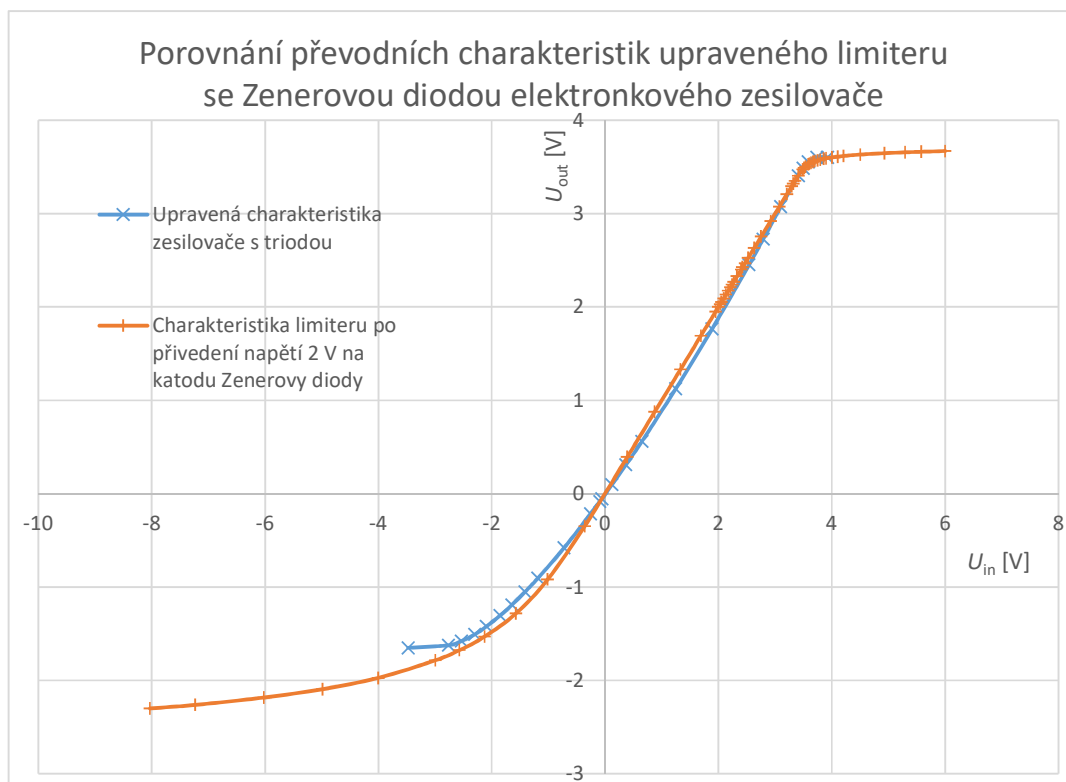
Pro možnost lepšího porovnání byla charakteristika elektronkového zesilovače posunuta tak, aby pracovní bod ležel na souřadnicích $P[0;0]$, měřítko vstupního napětí bylo vyděleno koeficientem 0,55 a měřítko výstupního napětí bylo vyděleno koeficientem 24,6. Charakteristika limiteru se Zenerovou diodou je zde beze změn.

Je zřejmé, že limiter se Zenerovou diodou omezuje kladné hodnoty signálu pro příliš nízké hodnoty vstupního napětí. Upravená charakteristika elektronkového zesilovače se začíná ohýbat až při vstupní hodnotě $u_{in} = 6,9$ V. Tvar kolene ovšem souhlasí. Pro záporné hodnoty vstupního napětí charakteristika limiteru vcelku vyhovuje, napětí jsou limitována měkce, ohyb na charakteristice je dokonce pozvolnější.

Tento nedostatek lze kompenzovat stejnosměrným posunutím celé charakteristiky přivedením stejnosměrné složky na katodu Zenerovy diody (viz obr. 24). Po změně koeficientů na hodnoty 0,9169 pro vstup a 62,654 pro výstup a po přivedení stejnosměrného napětí $U = 2$ V na katodu Zenerovy diody lze vidět, že charakteristiky jsou si velmi podobné (viz obr. 25).



Obrázek 24: Zapojení limiteru se Zenerovou diodou s přivedením napětí 2 V na katodu



Obrázek 25: Porovnání tvaru převodních charakteristik upraveného limiteru se Zenerovou diodou a elektronkového zesilovače

Kvůli vzniku zákmitů v horní části charakteristiky při nižším řádu aproximačního polynomu byl zvolen aproximační polynom 14. řádu:

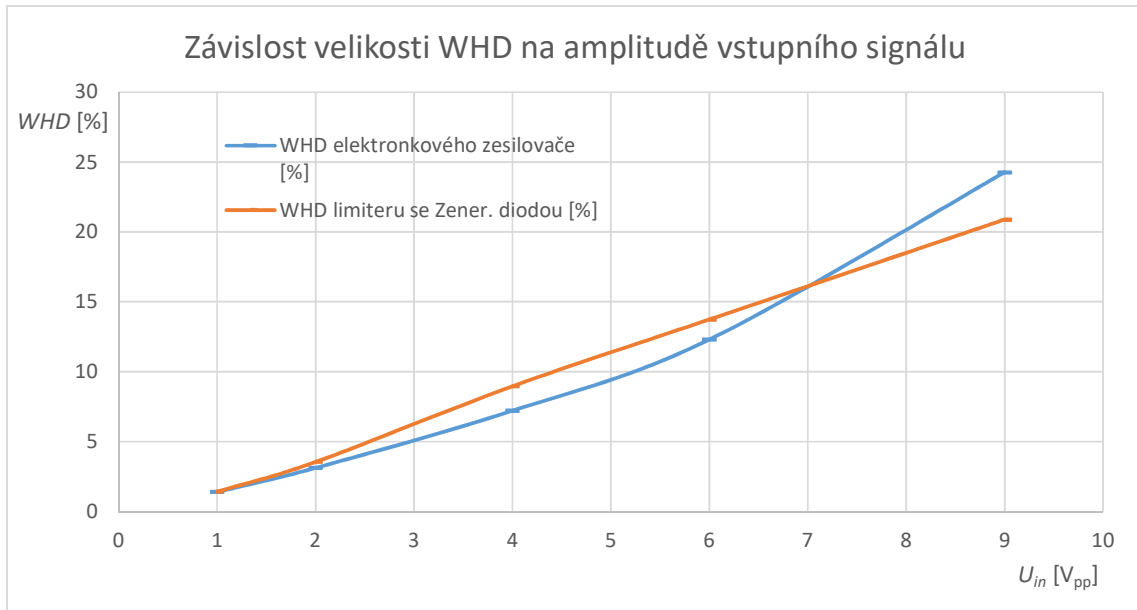
$$u_{out} = 0,00579026u_{in}^{14} + 0,06674328u_{in}^{13} + 0,257585644u_{in}^{12} + 0,190657768u_{in}^{11} - 1,145426995u_{in}^{10} - 2,413843851u_{in}^9 + 0,965262314u_{in}^8 + 5,966328339u_{in}^7 + 1,804895871u_{in}^6 - 5,816028638u_{in}^5 - 3,153214563u_{in}^4 + 1,377154614u_{in}^3 + 0,726996823u_{in}^2 + 2,978459564u_{in} + 1,806708292.$$

- kde u_{out} je výstupní hodnota napětí limiteru a u_{in} je vstupní hodnota napětí limiteru

Pro porovnání činitele zkreslení WHD a spekter výstupního signálu pro vstupní hodnoty napětí $u_{in} = 1 V_{pp}$ až $9 V_{pp}$ je vhodné upravit amplitudu vstupního signálu do modelu limiteru tak, aby odpovídala amplitudě vstupního signálu používaných v kapitolách 3.3.1 až 3.3.5. Toho lze docílit pouhým zpětným vynásobením okamžitých hodnot napětí koeficientem 0,9169.

Tabulka 4.2: Porovnání WHD elektronkového zesilovače a WHD limiteru se Zenerovou diodou

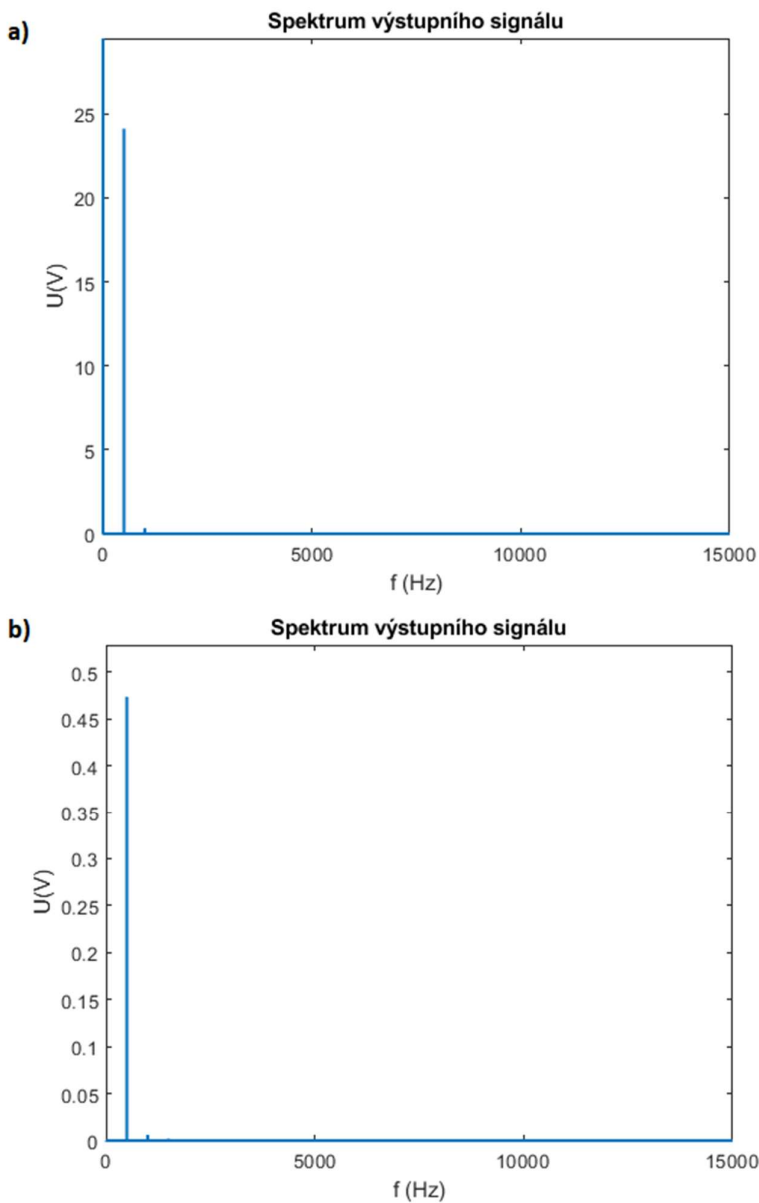
$U_{in} [V_{pp}]$	WHD el. zesilovač [%]	WHD limiter se Zener. diodou [%]
1	1,4070	1,4304
2	3,1307	3,5567
4	7,2177	8,9657
6	12,313	13,7451
9	24,2702	20,893



Obrázek 26: Závislost velikosti WHD na amplitudě vstupního signálu u elektronkového zesilovače a u limiteru se Zenerovou diodou

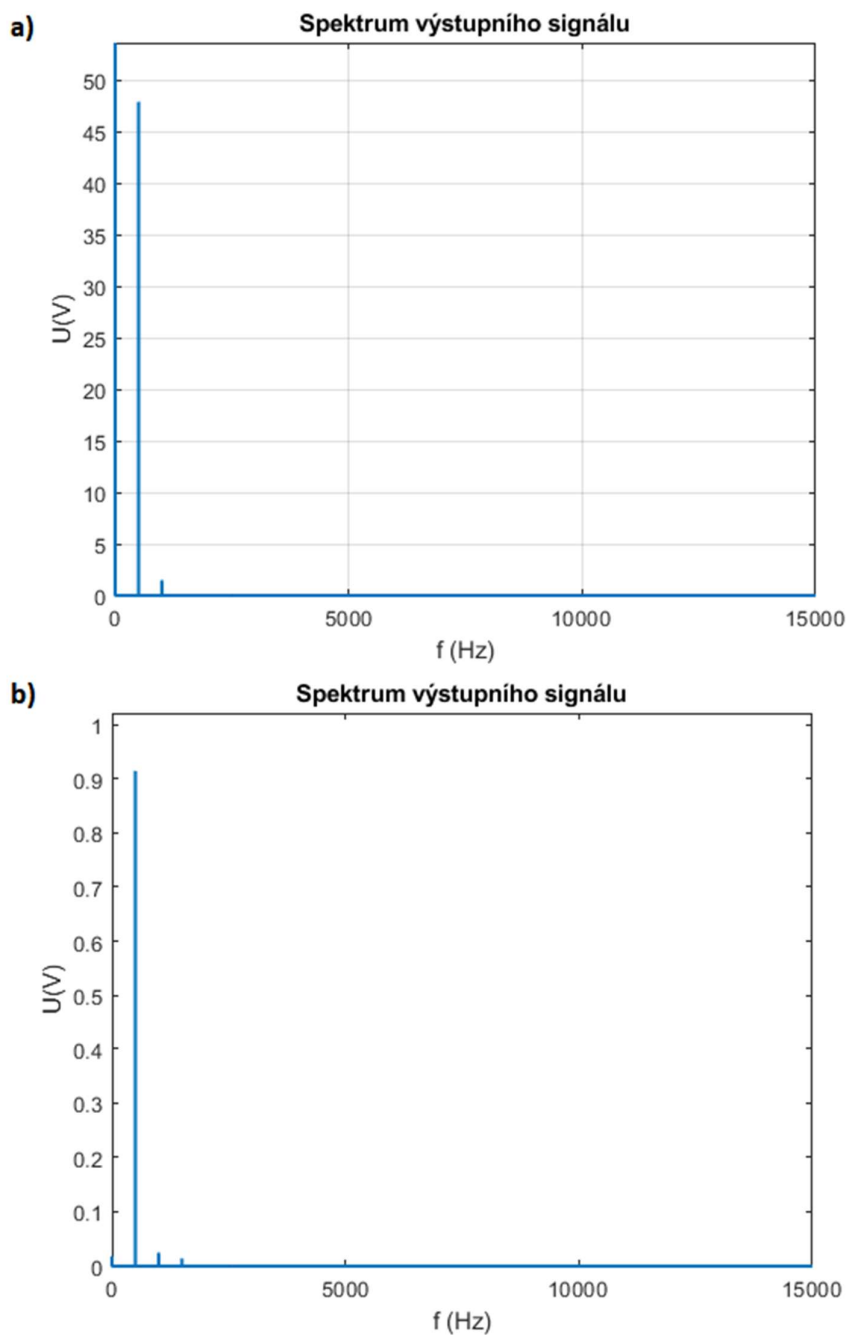
Z tabulky 4.2 vyplývá, že hodnoty WHD přibližně odpovídají zejména pro nižší amplitudy vstupního signálu, ovšem rozdíl se zvětšuje s amplitudou vstupního signálu. Tento limiter tedy z hlediska váhového harmonického zkreslení pracuje správně jen pro vstupní amplitudy ekvivaletní vstupním amplitudám elektronkového zesilovače $U_{in} = 1 V_{pp}$ až $2 V_{pp}$, tedy $U_{in} = 0,9169 V_{pp}$ až $1,8338 V_{pp}$.

Pro správný „lampový zvuk“ ovšem hodnota WHD není dokonale vypovídající, je nutné se řídit i porovnáním spekter výstupního signálu. Porovnání z vyobrazení spekter bude dostačující, protože velmi slabé složky, které už na zvuk hrají velmi malý vliv, zde vyobrazeny nebudou. Na obrázku 27 lze vidět spektrum signálu pro vstupní signál $1 V_{pp}$, na obrázku 28 pro vstupní signál o amplitudě $2 V_{pp}$.



Obrázek 27: a) spektrum elektronkového zesilovače a b) spektrum diodového limiteru pro vstupní signál o amplitudě přibližně $1 V_{pp}$

Z vyobrazených spekter na obr. 27 lze vidět, že obsahuje navíc jen druhou harmonickou složku.



Obrázek 28: a) spektrum elektronkového zesilovače a b) spektrum diodového limiteru pro vstupní signál o amplitudě přibližně $2 V_{pp}$

Zde se spektra signálu již liší (viz obr. 28). Zatímco u elektronkového zesilovače se ve spektru i nadále objevuje pouze druhá harmonická složka, u navrženého limiteru se objevuje třetí harmonická složka. Tudíž tento typ limiteru lze použít pouze pro amplitudy vstupního signálu do přibližně $1 V_{pp}$.

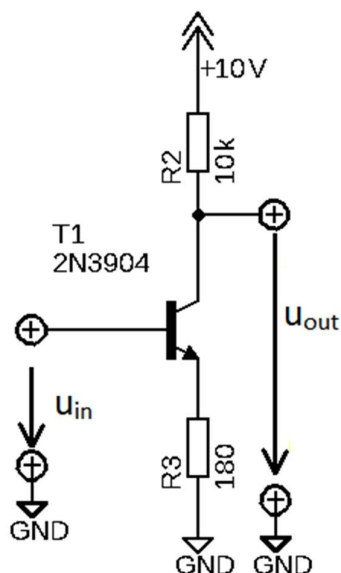
5. NELINEARITY PŘEVODNÍCH CHARAKTERISTIK DALŠÍCH ELEKTRONICKÝCH OBVODŮ

Vzhledem k faktu, že pomocí diodových omezovačů nebylo možné dosáhnout požadovaných nelinearit tak, aby výsledný obvod vykazoval podobné vlastnosti jako elektronkový zesilovač, byly zkoumány další nelineární prvky, konkrétně JFET tranzistor J111, bipolární tranzistor 2N3904 a optočlen 4N33.

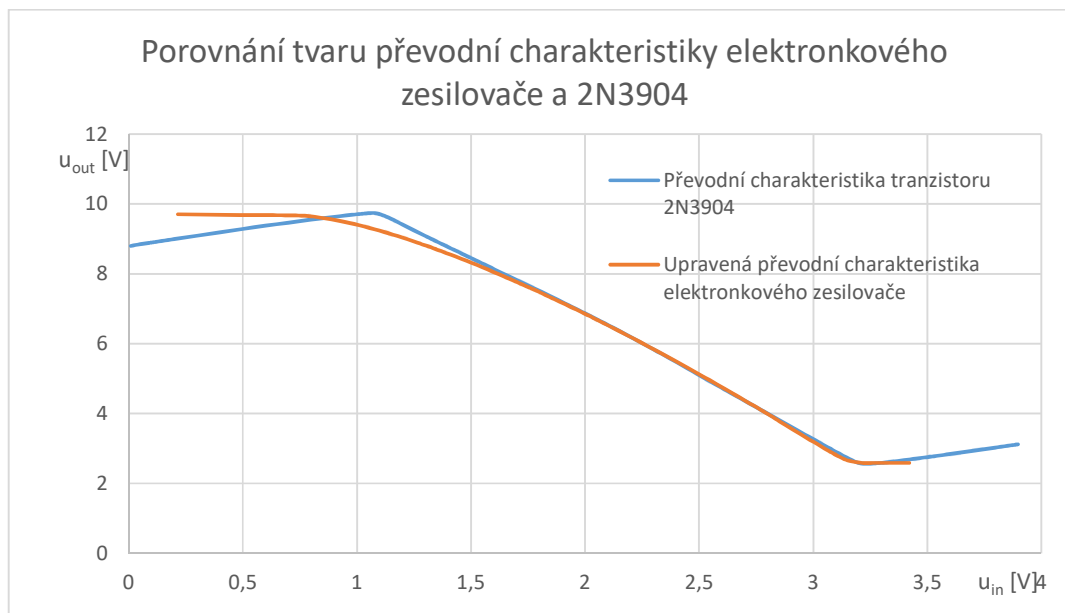
5.1. Zesilovač s bipolárním tranzistorem 2N3904

Bipolární tranzistor 2N3904 je tranzistor typu NPN, používaný jako zesilovací prvek nebo pro spínání.

Pro měření jeho převodní charakteristiky byl zapojen dle schématu na obrázku 29. Naměřená převodní charakteristika a její porovnání s převodní charakteristikou zesilovače s triodou je na obr. 30.



Obrázek 29: Zapojení tranzistoru 2N3904 pro měření jeho převodní charakteristiky



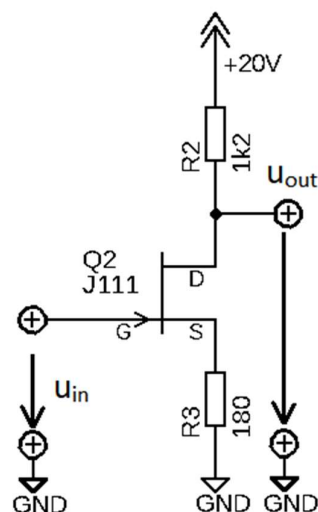
Obrázek 30: Porovnání tvaru převodní charakteristiky elektronkového zesilovače a 2N3904

Převodní charakteristika elektronkového zesilovače byla otočena podle osy x , dále byly hodnoty vstupního napětí u_{in} vynásobeny koeficientem 0,346606335 a také bylo nutné přičíst hodnotu 1,79920365. Dále bylo potřeba hodnoty výstupního napětí vynásobit koeficientem 0,0136971 a byla k nim přičtena hodnota -2,229483819.

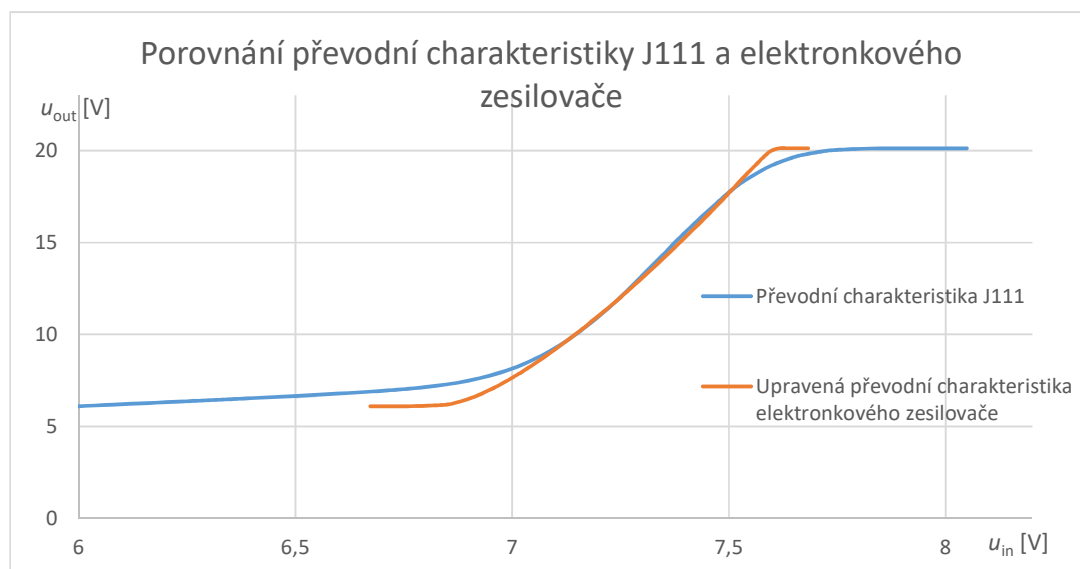
Již na první pohled na převodní charakteristiky na obrázku 30 je jasné, že tranzistor 2N3904 se pro modelování převodní charakteristiky zesilovače s triodou ECC83/12AX7 nehodí, protože je velmi lineární.

5.2. Zesilovač s JFET tranzistorem J111

J111 je unipolární JFET tranzistor s kanálem typu N.



Obrázek 31: Zapojení tranzistoru J111 pro měření jeho převodní charakteristiky



Obrázek 32: Porovnání tvaru převodní charakteristiky J111 a elektronkového zesilovače

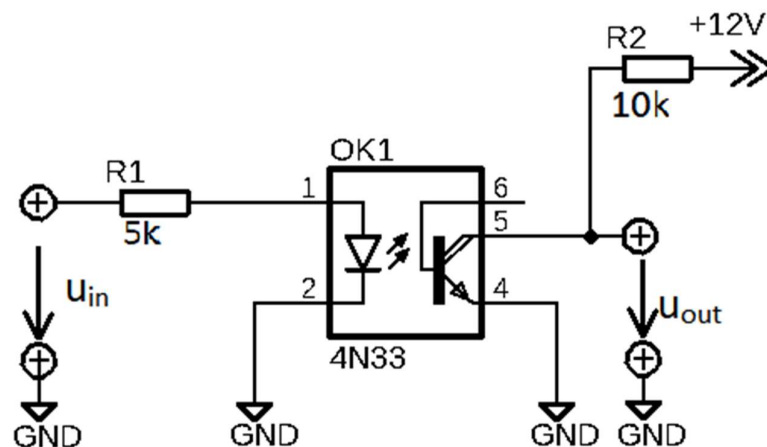
Kvůli porovnání tvaru převodních charakteristik zesilovače s J111 a elektronkového zesilovače byly hodnoty vstupního napětí naměřené převodní charakteristiky elektronkového zesilovače vynásobeny koeficientem 0,109132064 a byla k nim přičtena hodnota 7,171811. Hodnoty výstupního napětí byly vynásobeny koeficientem 0,0269937 a byla k nim přičtena hodnota 10,4928.

Převodní charakteristika zesilovače s J111 se již blíží k převodní charakteristice zesilovače s elektronkou, ovšem lze si povšimnout několika důležitých odlišností. Převodní charakteristika

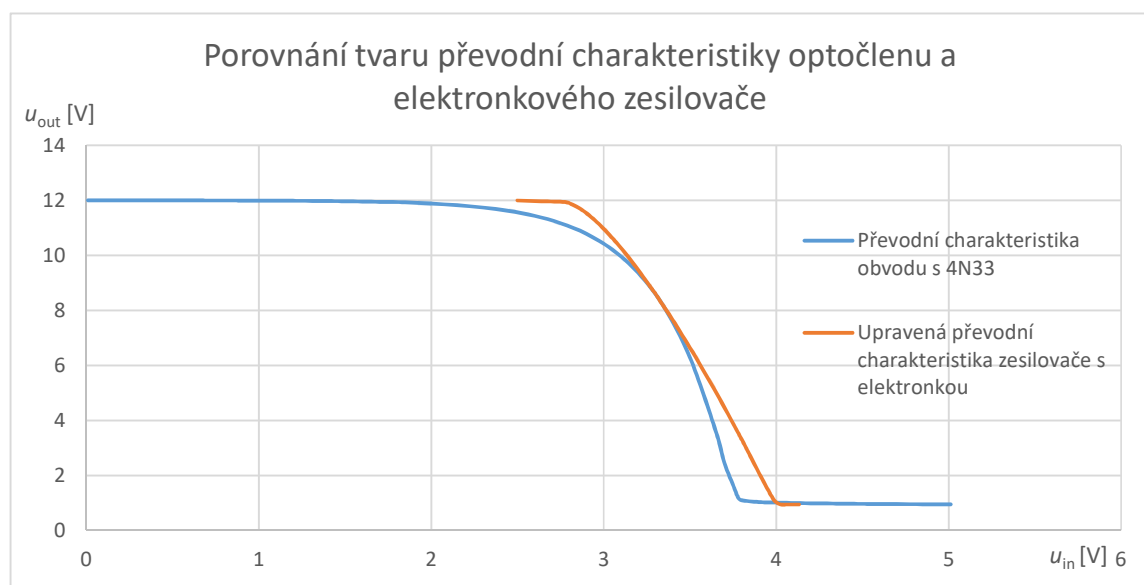
zesilovače s J111 se do limitačních napětí dostává příliš pozvolna, navíc u převodní charakteristiky zesilovače s elektronkou pro hodnoty vstupního napětí vyšší, než je napětí pracovního bodu P, se strmost dále zvyšuje. Na převodní charakteristice zesilovače s J111 tomu tak není, po pozvolném přechodu z dolní limitace se zde nachází jen lineární úsek, po kterém začne zesilovač pozvolně přecházet do horní limitace. Tudíž tento zesilovač také není vhodný pro modelování nelinearit elektronkového zesilovače.

5.3. Zesilovač s optočlenem 4N33

Optočlen 4N33 bývá používán jako náhrada za relé. Obsahuje v sobě fototranzistor v Darlingtonově zapojení a infračervenou LED diodu.



Obrázek 33: Zapojení optočlenu 4N33 pro měření převodní charakteristiky



Obrázek 34: Porovnání tvaru převodní charakteristiky zapojení s optočlenem 4N33 a elektronkového zesilovače

Převodní charakteristiku elektronkového zesilovače bylo nutné opět přizpůsobit, aby bylo možné ji porovnávat s tvarem převodní charakteristiky obvodu s optočlenem. Celá charakteristika byla nejprve převrácena kolem osy X, hodnoty vstupního napětí byly vynásobeny koeficientem 0,176457 a byla k nim přičtena hodnota 2,4996. Hodnoty výstupního napětí byly vynásobeny koeficientem 0,021281 a byla k nim přičtena hodnota 11,9958.

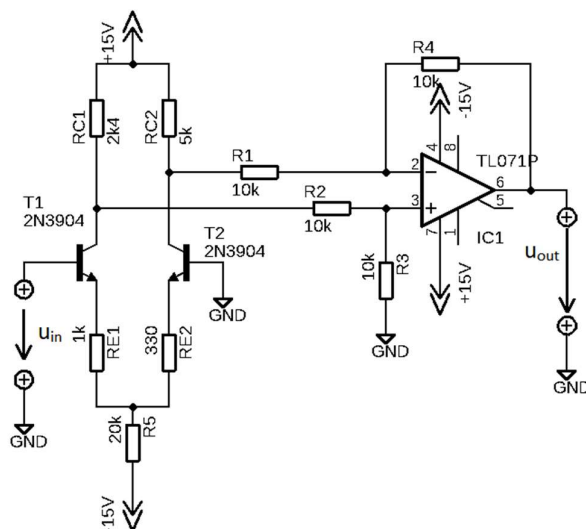
Z charakteristik na obrázku 34 je patrné, že obvod s 4N33 by mohl teoreticky produkovat podobné spektrum vyšších harmonických jako zesilovač s elektronkou. Při bližším zkoumání lze nalézt několik podstatných odlišností: Převodní charakteristika pro vstupní napětí menší než cca 3,5 V se ohýbá příliš brzy, tudíž obvod by produkoval sudé harmonické složky i pro vstupní hodnoty signálu, kde elektronkový zesilovač produkuje harmonické složky se zanedbatelnou úrovní. Tudíž se tento obvod také nehodí pro modelování nelinearit převodní charakteristiky elektronkového zesilovače.

5.4. Upravený měnič trojúhelníkového signálu na harmonický signál s bipolárními tranzistory

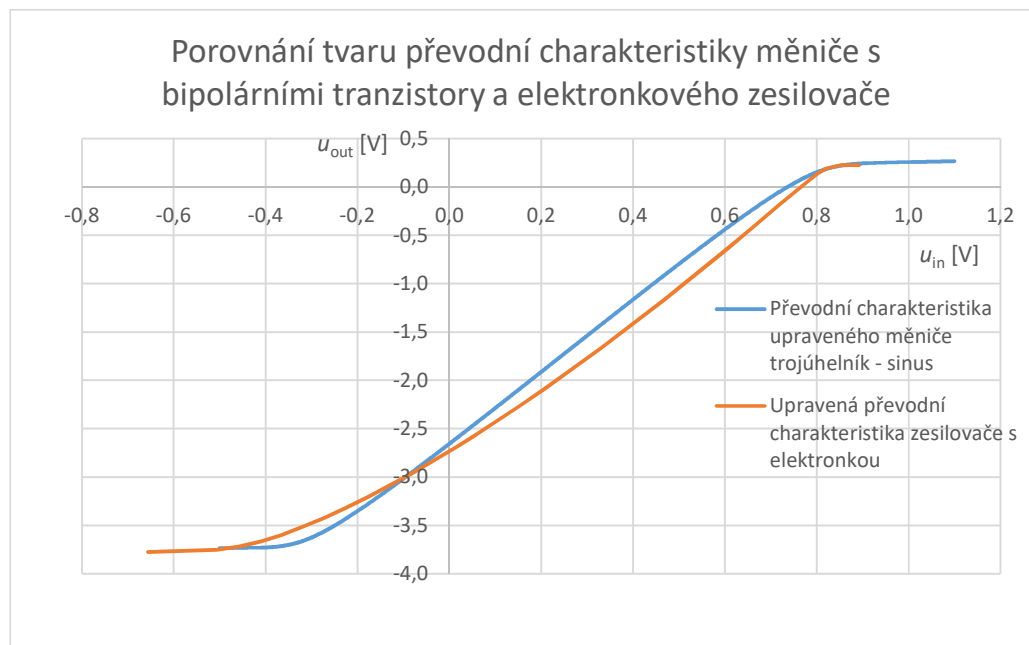
U těchto tvarovačů se využívá zakřivení navazujících na oblasti téměř konstantního napětí, které odpovídá úplnému otevření nebo zavření tranzistoru, přičemž klidový proud tranzistorem je zvolen tak, že se obvod chová jako oboustranný limiter signálu. [6]

Funkce obvodu spočívá v rozdělování konstantního proudu dvěma tranzistory, pracuje tedy podobně jako diferenční zesilovač. [6]

Pokud je tedy požadováno, aby převodní charakteristika byla nesymetrická, jako tomu je u zesilovače s triodou, je nutné zajistit, aby každým tranzistorem procházel proud o jiné velikosti, viz obr. 35.



Obrázek 35: Zapojení upraveného měniče trojúhelníkového signálu s bipolárními tranzistory



Obrázek 36: Porovnání tvaru převodní charakteristiky měniče s bipolárními tranzistory a elektronkového zesilovače

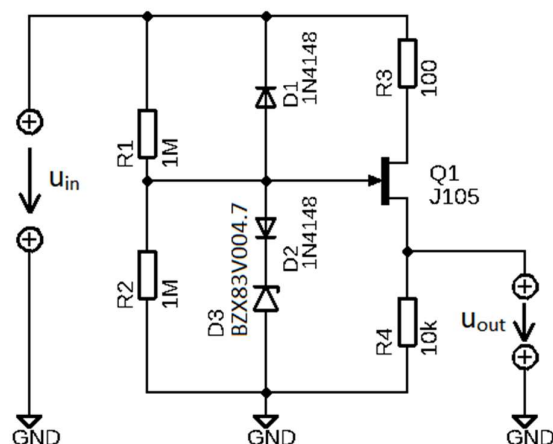
Hodnoty vstupního napětí u_{in} na převodní charakteristice elektronkového zesilovače byly vynásobeny koeficientem 0,19182 a byla k nim přičtena hodnota 0,070996. Hodnoty výstupního napětí u_{out} byly vynásobeny koeficientem 0,012159 a byla k nim přičtena hodnota -2,521282.

I přes to, že byl měnič trojúhelníkového průběhu upraven, tvar jeho převodní charakteristiky nevyhovuje. I přes to, že pro krajní hodnoty vstupního napětí dochází k limitaci, celý měnič je mezi těmito dvěma oblastmi příliš lineární.

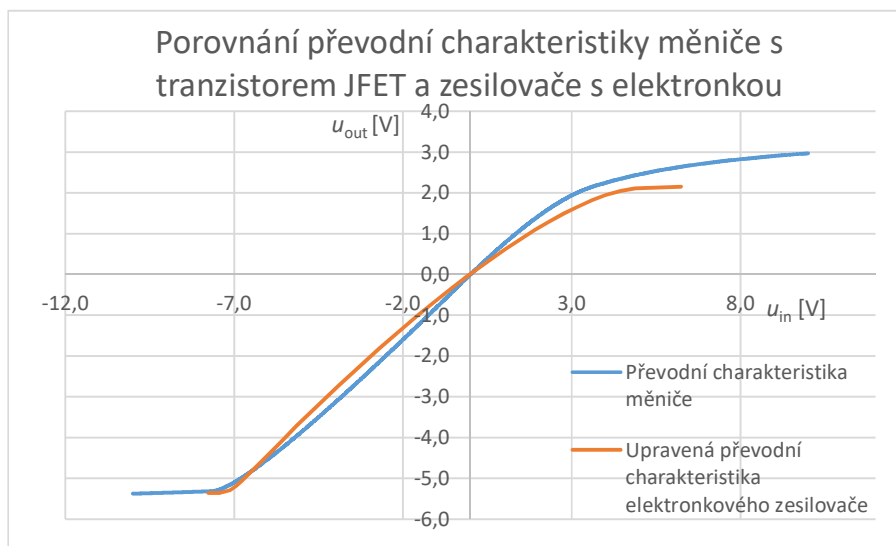
5.5. Upravený měnič trojúhelníkového signálu na harmonický signál s unipolárním tranzistorem

Tento tvarovač využívá nelinearit na převodní charakteristice JFET tranzistoru, přičemž diody zapojené za odporovým děličem při zvyšujícím/snižujícím se vstupním napětí začnou vést, tudíž se změní i napětí na bráně JFETu. To způsobí rychlejší přechod z lineární oblasti do oblasti saturace, takže dochází k postupnému omezení vstupního signálu. [7]

Pro účel této práce byl obvod upraven vložením Zenerovy diody do série s diodou 1N4148, čímž bylo docíleno asymetrické převodní charakteristiky, podobné převodní charakteristice zesilovače s elektronkou.



Obrázek 37: Upravený měnič trojúhelníkového signálu na harmonický signál s unipolárním tranzistorem



Obrázek 38: Porovnání převodní charakteristiky měniče s tranzistorem JFET a zesilovače s elektronkou

Hodnoty vstupního napětí zesilovače s elektronkou byly vynásobeny koeficientem -1,7348203 a byla k nim přičtena hodnota 1,89975. Hodnoty výstupního napětí byly vynásobeny koeficientem -0,022818 a byla k nim přičtena hodnota -0,19893.

Převodní charakteristika měniče se již převodní charakteristice podobá více, než tomu bylo u předchozího měniče s bipolárním tranzistorem. Tvrdost limitace záporných hodnot napětí je podstatně vyšší, než je tomu u hodnot kladných. Ovšem před tvrdou limitací opět nedochází ke zvyšování strmosti.

6. DIODOVÝ FUNKČNÍ MĚNIČ

Diodový funkční měnič je obvod, který pro modelování nelineárních charakteristik využívá rezistory, diody a zdroje stejnosměrného napětí zapojené do vstupní nebo zpětnovazební větve operačního zesilovače. Nejčastěji jsou navrhovány pro modelování funkcí aproximovaných lomenou čarou. [5]

6.1. Aproximace funkce

Aproximace funkce je náhrada funkční závislosti jednodušší funkcí. V analogových funkčních měničích se nejčastěji provádí aproximace lomenou čarou, která je složena z konečného počtu lineárních úseků (tzv. úseková nebo také intervalová lineární aproximace), případně čarou složenou z nelineárních úseků (tzv. úseková nelineární aproximace). [5]

Při intervalové lineární aproximaci nahrazujeme aproximovanou funkci $f(x)$ lomenou čarou $\varphi(x)$, která se skládá z konečného počtu přímkových úseků, které jsou k aproximované funkci buďto tečnami, sečnami nebo tětivy, přičemž pro aproximaci sečnami a tečnami leží body lomu aproximační funkce mimo aproximovanou funkci a při aproximaci tětivy leží body aproximované funkce na ní. Pro aproximaci složitějších funkcí lze vhodně kombinovat způsoby lineární aproximace. [5]

Vedeme-li aproximační úseky jako sečny aproximované křivky tak, aby se chyba aproximace δ souměrně rozložila do obou polarit kolem aproximované funkce, jednotlivé úseky budou asi o 40% delší než při sečnové aproximaci a celkový počet úseků je zhruba o 30% menší. [5]

Pro k -tý úsek lomené čáry $\varphi(x)$ mezi body P_{k-1} a P_k , kde $k \in \{1, 2, \dots, k\}$, platí

$$y = y_k + s_k(x - x_k), \quad (6.1)$$

kde S_k je směrnici přímky

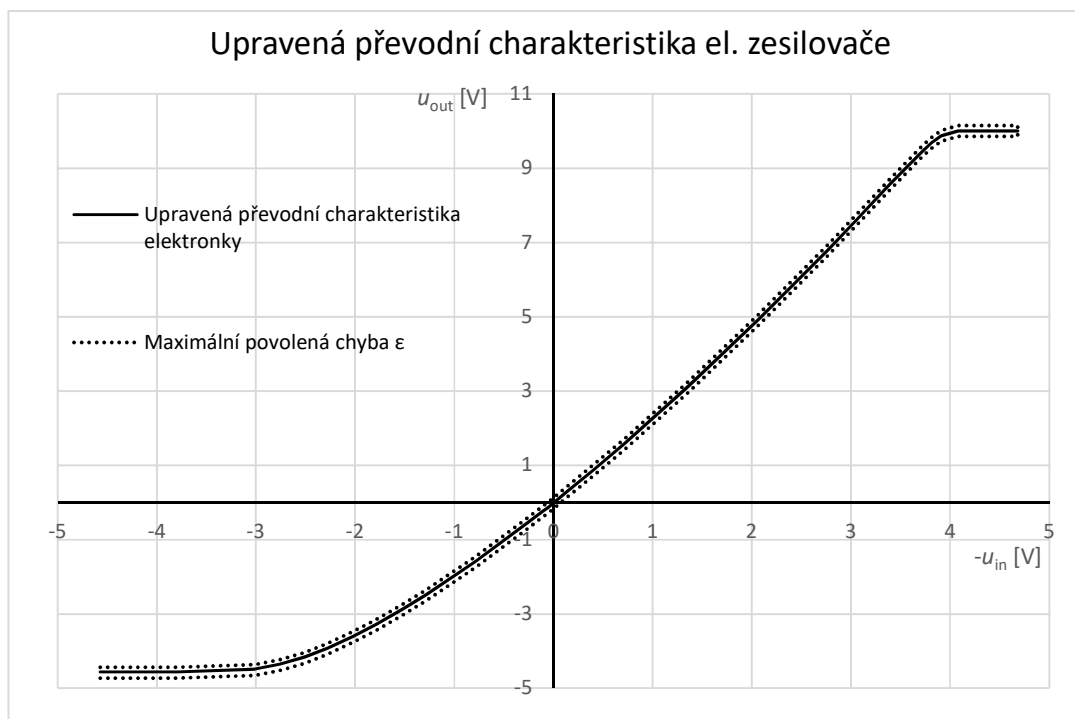
$$S_k = \operatorname{tg} \alpha_k = \frac{y_k - y_{k-1}}{\Delta x_k}, \quad (6.2)$$

kde Δx_k je rozdíl x -ových souřadnic bodů P_{k-1} a P_k v k -tém úseku. [5]

Aproximaci funkce lze provést dvěma způsoby: analytickým nebo grafickým. Analytická metoda aproximace se lépe uplatní pro některé matematicky jednoduše vyjádřené funkce, je složitější, ale přesnější. Grafická metoda aproximace je jednodušší, v praxi používanější, ale je méně přesná, pokud se provádí ručně, ovšem pomocí programu MATLAB lze přesnost zvýšit. [5]

6.2. Grafická aproximace pomocí programu MATLAB

Při aproximaci výchozí převodní charakteristiky zesilovače s elektronkou ECC83/12AX7 (dále jen aproximovaná funkce) byla charakteristika posunuta tak, aby pracovní bod ležel v počátku souřadnic. Výstupní hodnoty byly vynásobeny koeficientem 0,0442, aby maximální hodnota výstupního napětí U_{out} byla 10 V. Dále bylo nutné vymezit maximální povolenou chybu $\varepsilon = \pm 1 \%$. Toho bylo docíleno jednoduchým přičtením a odečtením 1 % z U_{PPout} , tedy 0,1458 V.

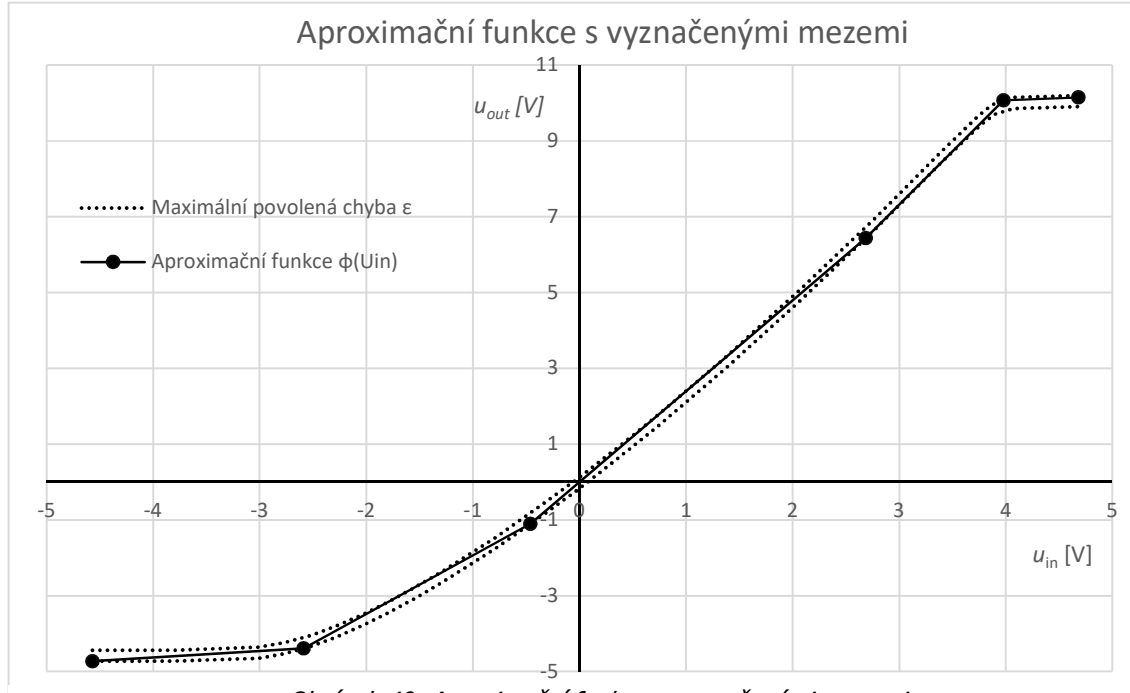


Obrázek 39: Upravená převodní charakteristika elektronkového zesilovače

Nejprve přišla v programu MATLAB na řadu funkce „nejdelsi_usecka()“, která měla za úkol najít nejdelsí možný lineární úsek z daného bodu uvnitř mezi vymezujícími maximální povolenou chybu ε a současně procházející počátkem. Tato funkce pracuje s bodem a úhlem ve stupních, tzn. vykreslí přímku procházející daným bodem. Poté jsou do proměnných zapsány souřadnice x a y všech bodů, kde tato přímka protne křivky vymezující maximální povolenou chybu ε . Souřadnice těchto bodů jsou získány pomocí funkce „INTERX()“, která má jako výstup dvě proměnné, v první jsou zapsány souřadnice x (v tomto případě hodnoty U_{in}) a souřadnice y (hodnoty U_{out}). V případě více než dvou bodů průniku se vyberou jen ty, které jsou k sobě nejbližší a jejich vzdálenost se запиše do dočasné proměnné.

Následně dojde k porovnání délky uložené z předchozího běhu cyklu a délky úsečky ze stávajícího průběhu cyklu. Je-li stávající délka úsečky větší nebo rovna délce úsečky z předchozího průběhu cyklu, úhel se sníží o $0,005^\circ$, přičemž tento úhel začíná na $89,9^\circ$ vůči vodorovné ose. Pokud je stávající délka úsečky menší, cyklus se ukončí a funkce запиše do pole

souřadnice bodů úsečky z předchozího průběhu cyklu. Poté se úhel úsečky vrátí zpět na $89,9^\circ$ a z posledního zapsaného bodu se znovu hledá další nejdelší možná úsečka (viz přílohy, str. 60).



Obrázek 40: Aproximační funkce s vyznačenými mezemi

Aby aproximační funkce $\varphi(x)$ procházela počátkem souřadnic, bylo nezbytné, aby funkce začala právě v tomto bodě, tedy hledá se nejprve nejdelší možná úsečka procházející počátkem souřadnic. Po zjištění nejdelší možné úsečky postupuje z bodu P_k s kladnou hodnotou vstupního napětí U_{in} , dokud x-ová souřadnice bodu P_{k+1} nepřekročí maximální naměřenou hodnotu U_{in} aproximované funkce a poté postupuje z druhého bodu první úsečky opačným směrem, čímž se zajistí, že je funkce aproximována jen pro ty hodnoty vstupního napětí, pro které jsou známy hodnoty výstupního napětí. Po skončení funkce se uloží do požadovaných proměnných souřadnice všech bodů P .

Ze souřadnic bodů P_k lze vypočítat strmosti jednotlivých úseků aproximační funkce podle vztahu

$$S_k = \frac{P_{ky} - P_{(k-1)y}}{P_{kx} - P_{(k-1)x}}, \quad (6.3)$$

kde k je pořadí úseku, pro který je strmost S_k počítána. [5]

Tabulka 6.1: Souřadnice bodů P_k a vypočítané strmosti S_k

k	P_{kx} [V]	P_{ky} [V]	S_k
0	-4,5700	-4,7281	-
1	-2,5881	-4,3912	0,16996
2	-0,4619	-1,1059	1,54517
3	2,6866	6,4321	2,3941
4	3,9777	10,0658	2,81454
5	4,6800	10,1458	0,11385

Z tabulky 6.1 je patrné, že pro $k \in \{2,3,4\}$ platí, že $S_k > S_{k-1}$, ovšem po strmost S_5 toto již neplatí. Z toho je patrné, že aproximovaná funkce má inflexní bod. Před samotným návrhem diodového funkčního měniče je třeba aproximační funkci upravit. Proto byla funkce posunuta a invertována tak, aby se nacházela ve 4. kvadrantu, tedy k hodnotám P_{kx} byla přičtena hodnota 4,57, k hodnotám P_{ky} byla přičtena hodnota 4,7281 a následně byly tyto nové hodnoty P_{ky} vyděleny koeficientem a tak, aby se výstupní hodnoty napětí pohybovaly mezi 0 V a 10 V. Koeficient a byl vypočten podle vztahu:

$$a = \frac{(P_{5y} - P_{0y})}{10} = \frac{10,1458 - (-4,7281)}{10} = 1,48739 \quad (6.4)$$

Tabulka 6.2: Souřadnice bodů P_k a vypočítané strmosti S_k po úpravě

k	P_{kx} [V]	P_{ky} [V]	S_k
0	0,0000	0,0000	-
1	1,9819	-0,2257	-0,1139
2	4,1081	-2,4271	-1,0354
3	7,2566	-7,4780	-1,6042
4	8,5477	-9,9129	-1,8859
5	9,2500	-10,0000	-0,1240

6.3. Návrh diodového funkčního měniče

Při návrhu diodového funkčního měniče bylo potřeba vypočítat velikosti rezistorů připojených k operačnímu zesilovači ze strmostí v tabulce 6.2 podle vztahu:

$$S_k = -\frac{R_Z}{R_k}, \quad (6.5)$$

kde R_k je celkový odpor všech rezistorů připojených před operační zesilovač, R_Z je odpor ve zpětné vazbě operačního zesilovače, přičemž $R_Z = 22 \text{ k}\Omega$.

To ovšem platí pouze pro strmosti S_1 až S_4 , protože tyto strmosti se postupně zvětšují, ale strmost S_5 je menší než předchozí strmost. Zde leží inflexní bod, tudíž bude potřeba řešit tuto změnu strmosti jiným způsobem.

Po jednoduché úpravě vztahu 6.5 byly vypočteny hodnoty rezistorů, které mají být paralelně připojovány a odpojovány před operačním zesilovačem, čímž se docílí požadované změny strmosti.

$$R_p = -\frac{R_Z}{S_k}. \quad (6.6)$$

Z vypočtených hodnot odporů R_p byly vypočteny hodnoty jednotlivých rezistorů R_k , které je potřeba paralelně připojit, aby bylo dosaženo požadované velikosti R_p a tím i požadované strmosti.

Tabulka 6.3: Strmosti a vypočtené hodnoty rezistorů R_k

S_1	-0,11389	$R_1 [\Omega]$	193177	$R_1 [\Omega]$	200k
S_2	-1,03537	$R_2 R_1 [\Omega]$	21248	$R_2 [\Omega]$	24k
S_3	-1,60421	$R_3 R_2 R_1 [\Omega]$	13,713	$R_3 [\Omega]$	36k
S_4	-1,88593	$R_4 R_3 R_2 R_1 [\Omega]$	11665	$R_4 [\Omega]$	91k

Aby se rezistory R_k připojily a odpojily při správné úrovni vstupního napětí U_{xk} , je potřeba, aby na diodách D1 až D3 bylo napětí o takové úrovni, kdy daná dioda začne vést elektrický proud. Toho lze dosáhnout jednoduchým přivedením opěrného napětí. Toto napětí je získáno z referenčního napětí U_{ref} , kdy $U_{ref} = -15 \text{ V}$, ovšem kvůli kompenzaci změny prahového napětí diod D1 až D4 při změně teploty byla použita stejná dioda 1N4148, což má za následek snížení prahového napětí na cca -14,5 V. Velikost odporu R_{kk} je v tomto případě určena podle vztahu 6.7.

$$R_{kk} = R_k \frac{-U_{ref} - u_D}{u_D - U_{xk}}, \quad (6.7)$$

kde R_k je velikost odporu, který je potřeba připojit při vstupním napětí U_{xk} a u_D je napětí, kdy se dioda otevře v propustném směru. U diody 1N4148 je úbytek napětí na diodě u_D roven přibližně 0,5 V.

V tabulce 6.4 jsou uvedeny vypočtené hodnoty rezistorů R_{kk} .

Tabulka 6.4: Vypočtené hodnoty rezistory R_{kk}

k	U_{xk} [V]	R_k [Ω]	R_{kk} [Ω]
2	1,982	247952	240k
3	4,108	150919	150k
4	7,257	182855	180k

Podobně, jako probíhal výpočet rezistorů R_k a R_{kk} pro první část diodového funkčního měniče, se získají hodnoty rezistoru R_{Z2} a R_{Z22} . Při výpočtu hodnoty rezistoru R_{Z2} bylo ovšem nutné vzít v úvahu fakt, že v první části diodového funkčního měniče jsou připojeny všechny rezistory R_k .

$$R_{Z2} = -S_5(R_1 || R_2 || R_3 || R_4), \quad (6.8)$$

Protože strmost S_5 má menší absolutní hodnotu než S_4 , bylo použito referenční napětí $U_{ref} = 14,5$ V a dioda je připojena anodou na virtuální nulu a katodou na dělič R_{Z22} R_{Z2} . Rezistor R_{Z2} se připojuje paralelně k rezistoru R_Z , tedy od výstupu k virtuální nule, musí se hodnota rezistoru R_{Z22} vypočítat z úrovně výstupního napětí U_{yk} , viz rovnice 6.9.

$$R_{Z22} = R_{Z2} \frac{-U_{ref} - u_D}{-u_D - U_{yk}}. \quad (6.9)$$

Veškeré rezistory v diodovém funkčním měniči byly voleny z řady E24, tedy s 1 % tolerancí. Pro urychlení práce byla v programu Microsoft Excel vytvořena jednoduchá funkce, která z tabulky se všemi hodnotami rezistorů řady E24 vybere ten, který se svou hodnotou nejvíce blíží požadované hodnotě rezistoru.

Tabulka 6.5: Nejblíží hodnoty rezistorů k vypočteným hodnotám R_k , R_{kk} , R_{Z2} a R_{Z22}

	Vypočítané hodnoty	Nejblíží hodnoty v řadě E24	Odchylka
R_1	193177	200k	3,53 %
R_2	23774	24k	0,95 %
R_3	38093	36k	-5,49 %
R_4	88654	91k	-2,65 %
R_{22}	247952	240k	-3,21 %
R_{33}	150919	150k	-0,61 %
R_{44}	182855	180k	-1,56 %
R_{Z2}	1447	1k5	3,69 %
R_{Z22}	2280	2k2	-3,52 %

6.3.1 Posunutí pracovního bodu

Aby diodový funkční měnič deformoval vstupní signál podobně, jako elektronkový zesilovač s triodou, bylo nutné stejněsměrně posunout hodnoty vstupního napětí zpět do počátku souřadnic, tedy k hodnotám vstupního napětí u_{in} musí být přičten offset $U_{off} = 4,57$ V. Toho bylo docíleno jednoduchým předřazením invertujícího sčítacího zesilovače.

Výstupní napětí u_{out} sčítacího zesilovače je tedy dáno vztahem:

$$u_{out} = -u_{in} - U_{off} = u_{in} \frac{-R_Z}{R_1} + U_{ref} - \frac{-R_Z}{R_2}, \quad (6.10)$$

kde R_Z je hodnota rezistoru ve zpětné vazbě operačního zesilovače, R_1 je hodnota rezistoru mezi připojeným napětím u_{in} a sčítacím bodem zesilovače a R_2 je hodnota rezistoru mezi připojeným napětím U_{off} a sčítacím bodem zesilovače. Pro správnou funkci diodového funkčního měniče bylo také zapotřebí, aby přenos tohoto zesilovače pro vstupní napětí u_{in} byl roven 1, resp. -1. Hodnoty rezistorů R_Z a R_1 se tedy musí rovnat, byla pro ně vybrána hodnota 4,3 kΩ. Aby bylo docíleno správného posunutí napětí u_{in} o 4,57 V, byla hodnota rezistoru R_2 vypočtena podle vztahu:

$$R_2 = U_{ref} - \frac{-R_Z}{U_{off}} = -14,5 \frac{-4300}{4,57} = 13643,326 \Omega \approx 13 \text{ k}\Omega \quad (6.11)$$

6.4. Návrh plošného spoje

Při návrhu plošného spoje byla snaha o dodržení několika klíčových zásad pro správnou funkci celého obvodu, tedy jak sčítacího zesilovače, tak i diodového funkčního měniče. Tyto zásady se týkají zejména fyzického zapojení operačních zesilovačů. Blokovací kondenzátory byly umístěny co nejblíže k operačnímu zesilovači, přičemž příводы k napájecím kontaktům operačního zesilovače od kondenzátorů by měly být co nejkratší. [6]

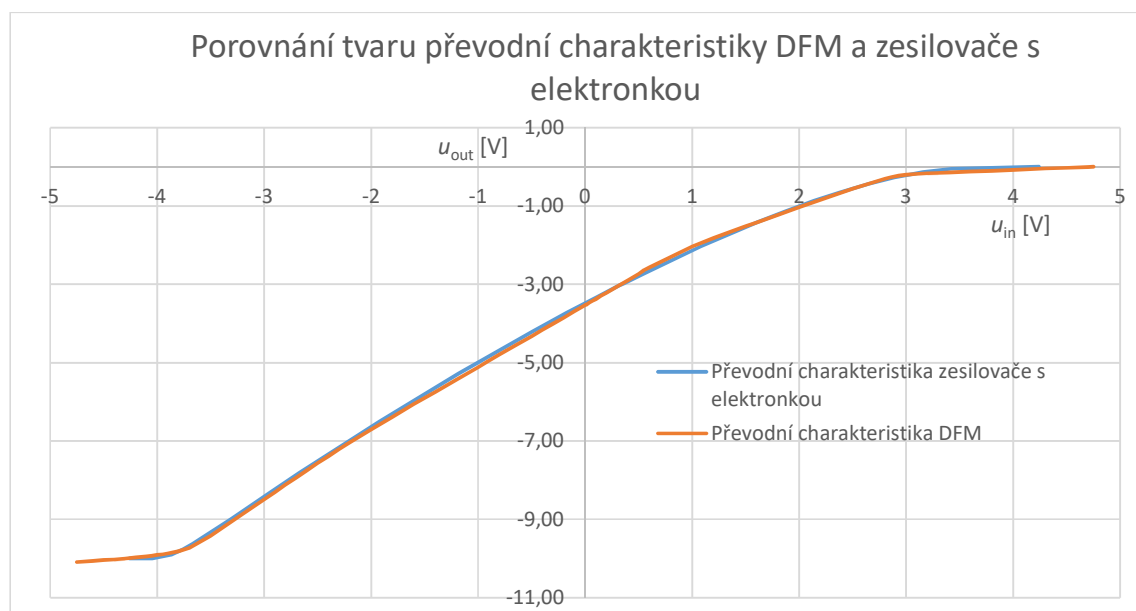
Dále bylo nutné umístit rezistory R_1 až R_4 , R_Z a R_{Z2} a diody D_1 až D_4 tak, aby spoje k invertujícímu vstupu operačního zesilovače byly co nejkratší. Stejný princip byl uplatněn i u sčítacího zesilovače a rezistorů R_5 , R_6 a R_7 . [6]

Výsledná deska plošného spoje je v přílohách na straně 63.

6.5. Převodní charakteristika diodového funkčního měniče

Na obr. 41 je kromě převodní charakteristiky diodového funkčního měniče vyobrazena i upravená převodní charakteristika zesilovače s elektronkou. Hodnoty vstupního napětí jeho charakteristiky byly vynásobeny koeficientem -1,0533 a byla k nim přičtena hodnota 0,249. Hodnoty výstupního napětí byly vynásobeny koeficientem -0,0303847 a byla k nim přičtena hodnota 3,1301.

Převodní charakteristika diodového funkčního měniče byla měřena pomocí multimetru Agilent/HP 34401A, pro získání symetrického napájecího napětí a pro vstupní hodnoty napětí byly použity dva zdroje Agilent/HP E3634A. Hodnoty vstupního napětí byly taktéž odečítány pomocí multimetru Agilent/HP 34401A.

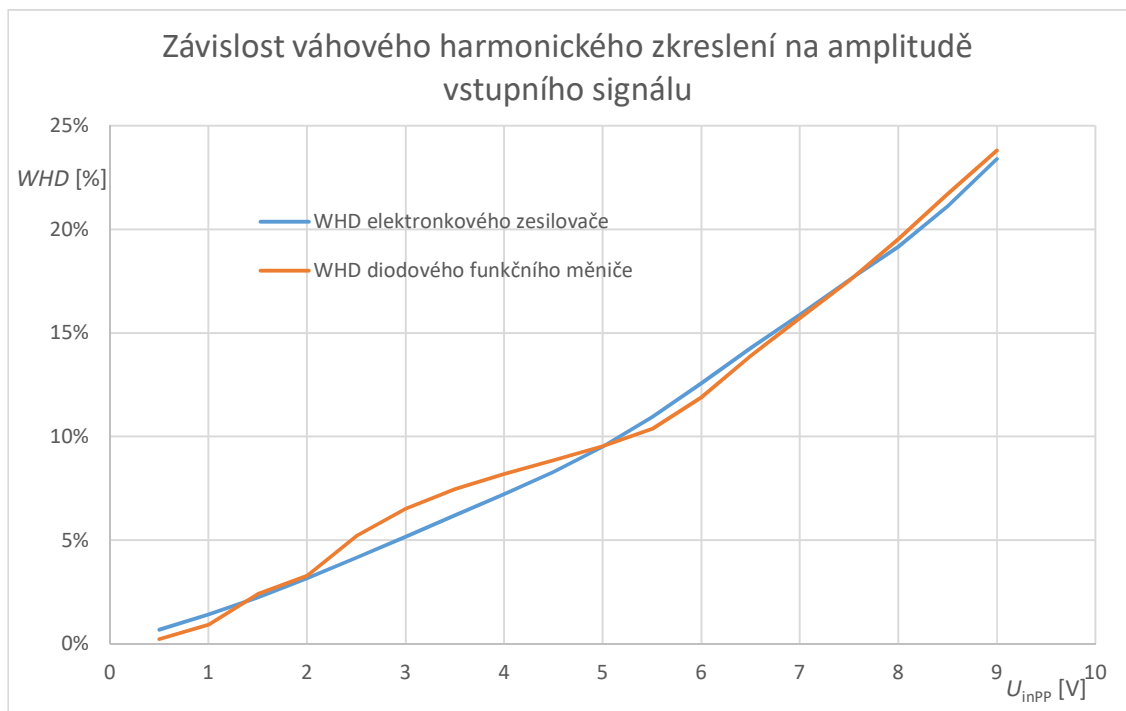


Obrázek 41: Porovnání převodní charakteristiky DFM a zesilovače s elektronkou

Převodní charakteristika diodového funkčního měniče je tvarově velmi podobná převodní charakteristice elektronkového zesilovače i přes to, že odchylky vypočtených hodnot rezistorů a dostupných hodnot v řadě E24 dosahovaly až -5,49 % (viz tab. 7, str. 49). Toho bylo docíleno tak, že hodnoty rezistorů určujících strmost převodní charakteristiky se vypočítaly ze skutečných hodnot rezistorů v řadě E24.

6.6. Porovnání váhového harmonického zkreslení diodového funkčního měniče a zesilovače s elektronkou

Hodnoty váhového harmonického zkreslení WHD diodového funkčního měniče byly získány pomocí programu Matlab. Vzhledem k množství naměřených bodů vstupního a výstupního napětí diodového funkčního měniče nebylo třeba celou funkci aproximovat polynomem, ale pouze dopočítat správnou hodnotu výstupního napětí na úsečce mezi dvěma naměřenými body. K tomu byla použita funkce „usecka()“, která vykreslí z bodu na ose X odpovídající hodnotě vstupního napětí nekonečně dlouhou kolmici a získá hodnotu výstupního napětí z průsečíku této kolmice a křivky.



Obrázek 42: Závislost váhového harmonického zkreslení elektronkového zesilovače a diodového funkčního měniče na amplitudě vstupního signálu

Rozdílné váhové harmonické zkreslení diodového funkčního měniče je zapříčiněno zejména faktem, že se jeho převodní charakteristika skládá z lineárních úseků a úseků, v nichž se mění strmost, na rozdíl od převodní charakteristiky elektronky, které se strmost až na úsek horní limitace mění pozvolně.

7. MĚNIČ S BIPOLÁRNÍMI TRANZISTORY

Posledním typem tvarovače signálu, který byl zkoumán v této bakalářské práci, je měnič s tranzistory. Tento typ tvarovače se nachází například v čipu ICL8083, kde funguje jako měnič trojúhelníkového signálu na harmonický signál. [8]

Tento typ měniče modeluje nelinearity převodní charakteristiky tak, že mezi zem a signálový vodič jsou pomocí tranzistorů ve spínacím režimu připojovány a odpojovány rezistory, které spolu s rezistorem na vstupu tvoří napěťový dělič, z toho vyplývá, že měnič může dosáhnout strmosti pouze v rozmezí $0 < S \leq 1$.

Úroveň vstupního napětí, kdy se tranzistor sepne, je určena druhým napěťovým děličem připojeným na napájení. Výstup tohoto děliče je připojen na emitorový sledovač, který zajistí, že do báze spínacího tranzistoru poteče dostatečně velký proud.

7.1. Úprava aproximační funkce

Protože tento druh funkčního měniče umožňuje modelovat strmosti jen v rozmezí $0 < S \leq 1$, bylo nutné celou aproximační funkci, která byla vypočítána v kapitole 6.2, přizpůsobit. V původní aproximační funkci je absolutní hodnota strmosti S_k největší v úseku $k = 4$, kdy $|S_4| = 1,8859$. Tudíž všechny hodnoty P_{yk} musí být vynásobeny koeficientem 0,35531276 a byla k nim přičtena hodnota -2,93096. Od hodnot P_{xk} byla odečtena hodnota 3,33215. To zajistilo, že úsek největší strmosti se nacházel kolem počátku souřadnic.

Tabulka 7.1: Body lomu aproximační funkce a vypočítané strmosti

k	P_{kx} [V]	P_{ky} [V]	S_k
0	-7,9022	-4,6109	-
1	-5,9203	-4,4912	0,060399
2	-3,7941	-3,3239	0,549012
3	-0,6456	-0,6456	0,850674
4	0,6456	0,6456	1,000000
5	1,3479	0,6739	0,040474

7.2. Návrh měniče s bipolárními tranzistory

Hodnoty odporů R_{pk} , které určují strmost, lze vypočítat z upraveného vztahu pro napěťový dělič.

$$R_{kp} = \frac{S_k R_{in}}{1 - S_k}, \quad (7.1)$$

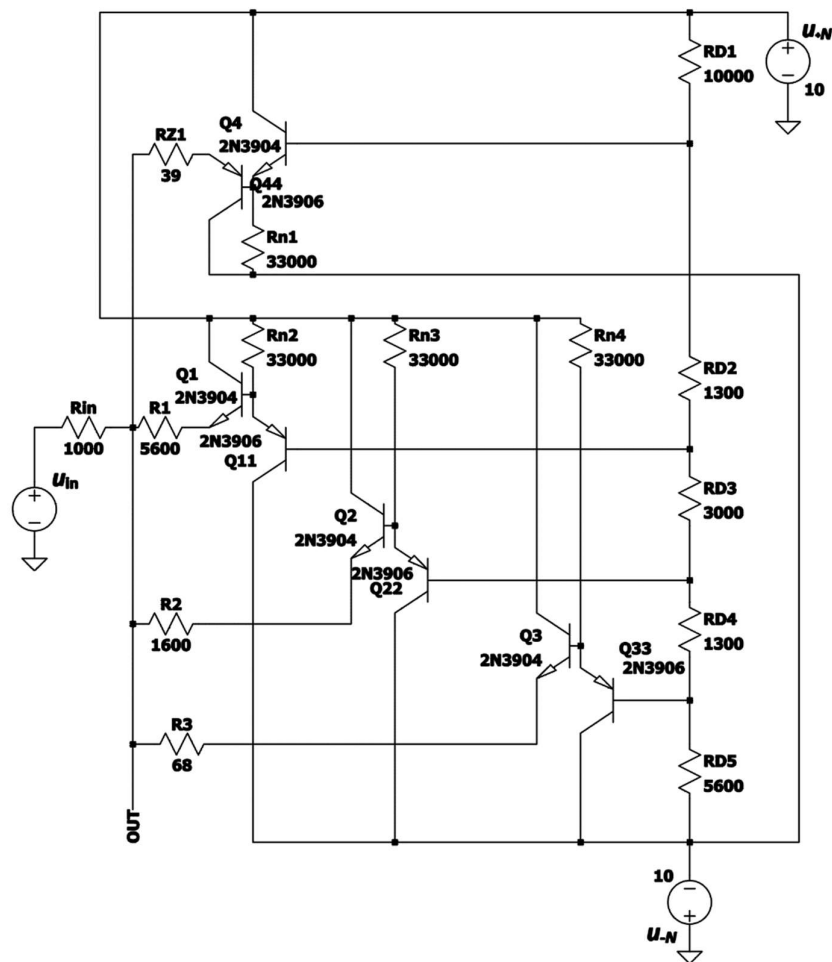
kde S_k je strmost, pro kterou počítáme hodnotu rezistoru R_{pk} a R_{in} je hodnota rezistoru připojeného na vstup. R_{pk} , který je paralelním spojením odporů R_k , tvoří napěťový dělič. Hodnota rezistoru R_{in} byla zvolena 1 k Ω .

$$R_{p1} = R_1 || R_2 || R_3. \quad (7.2)$$

Pro výpočet hodnot rezistorů R_{DL} , které zajistí vhodné napětí pro tranzistorové spínače, bylo nutné sestavit rovnice, přičemž hodnota R_{D1} byla zvolena 10 k Ω . Vzhledem k tomu, že dělič tvořený těmito rezistory je zapojen mezi symetrické napětí 10 V, je nutné k úrovním vstupního napětí, při kterých má daný tranzistor sepnout, přičíst 10 V.

$$\begin{aligned} R_{D1} &= 10000 \Omega \\ (10 + P_{4x})(R_{D1} + R_{D2} + R_{D3} + R_{D4} + R_{D5}) \\ &= (U_{+N} - U_{-N}) (R_{D2} + R_{D3} + R_{D4} + R_{D5}) \\ (10 - P_{3x})(R_{D1} + R_{D2} + R_{D3} + R_{D4} + R_{D5}) \\ &= (U_{+N} - U_{-N}) (R_{D3} + R_{D4} + R_{D5}) \\ (10 - P_{2x} + U_T)(R_{D1} + R_{D2} + R_{D3} + R_{D4} + R_{D5}) \\ &= (U_{+N} - U_{-N}) (R_{D4} + R_{D5}) \\ (10 - P_{1x} + 3U_T)(R_{D1} + R_{D2} + R_{D3} + R_{D4} + R_{D5}) \\ &= (U_{+N} - U_{-N}) (R_{D5}) \end{aligned} \quad (7.3)$$

kde $U_{+N} = 10$ V je kladná větev napájecího napětí, $U_{-N} = -10$ V je záporná větev napájecího napětí, R_{D1} až R_{D5} jsou hodnoty rezistorů tvořící daný dělič a U_T je napětí, které vykazuje sepnutý tranzistor, přičemž $U_T = 0,4$ V.



Obrázek 43: Schéma měniče s bipolárními tranzistory v programu LTSpice

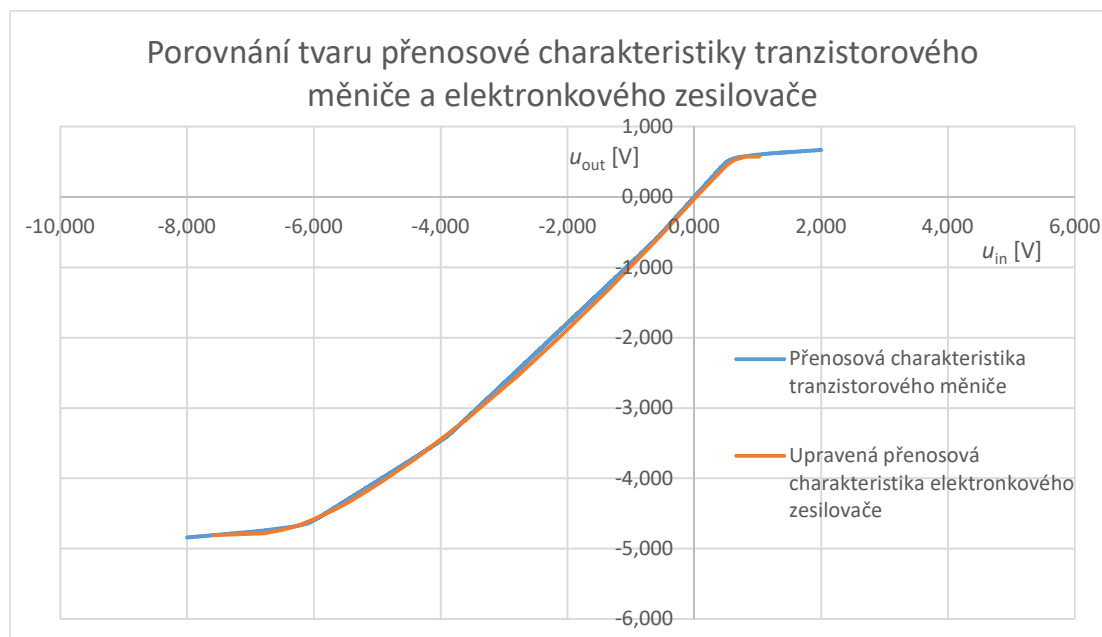
Hodnoty rezistorů R_{Z1} , R_k a R_{DL} byly vybrány z řady E24, byla využita funkce, jako v kapitole 6.3, která najde co nejbližší reálné ekvivalenty vypočtených hodnot.

Tabulka 7.2: Vypočtené a reálné hodnoty rezistorů pro návrh tranzistorového měniče

RD1	10000	10k	0,00 %
RD2	1380,199	1k3	-5,81 %
RD3	2938,173	3k	2,10 %
RD4	1310,82	1k3	-0,83 %
RD5	5751,006	5k6	-2,63 %
R3	67,86517	68	0,20 %
R2	1548,189	1k6	3,35 %
R1	5696,764	5k6	-1,70 %
RZ1	42,18145	39	-7,54 %

7.3. Přenosová funkce měniče s tranzistory a váhové harmonické zkreslení

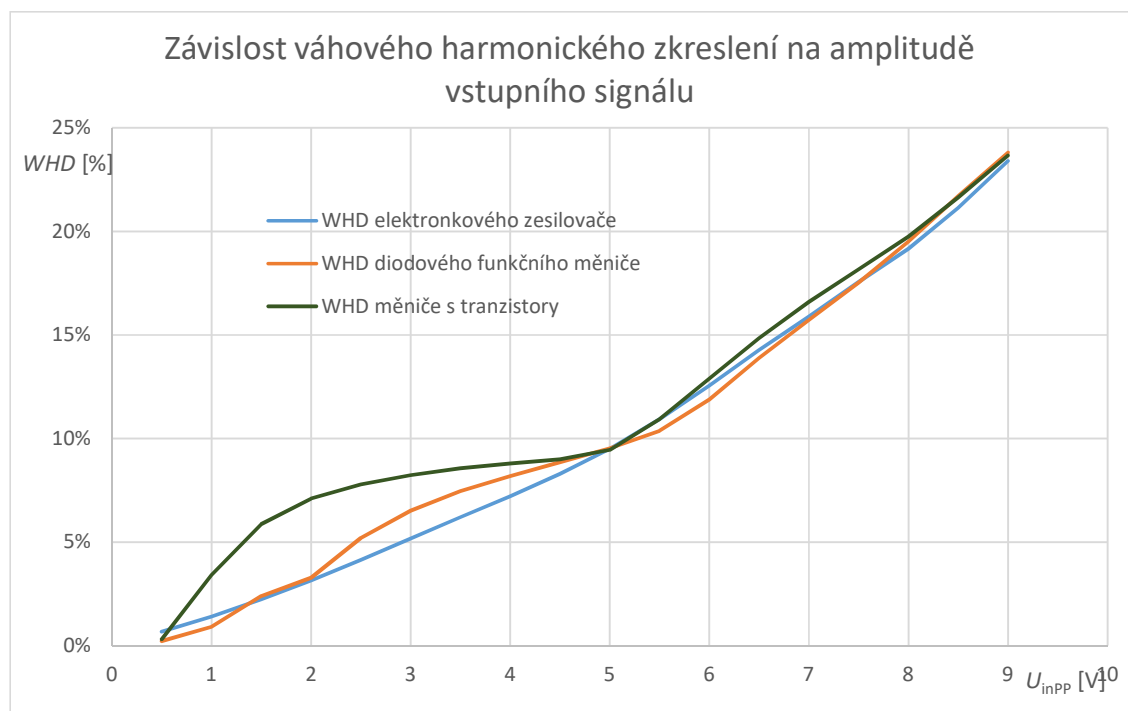
Přenosová funkce tohoto měniče byla získána pomocí simulačního programu LTSpice XVII, ale data z něj byla exportována do programu Microsoft Excel.



Obrázek 44: Porovnání tvaru přenosové charakteristiky tranzistorového měniče a elektronkového zesilovače

Pro porovnání tvarů přenosové charakteristiky byly vstupní hodnoty přenosové charakteristiky elektronkového zesilovače vynásobeny koeficientem 1,0669145 a byla k nim přičtena hodnota $-4,9208$, hodnoty výstupního napětí byly vynásobeny koeficientem 0,016364805 a byla k nim přičtena hodnota $-3,121$.

Převodní charakteristika tranzistorového měniče kopíruje tvar převodní charakteristiky zesilovače s elektronkou, ovšem hodnoty vstupního napětí jsou posunuty. Podobně jako pro diodový funkční měnič (kapitola 6.3.1) by bylo potřeba předřazením sčítacího zesilovače do signálu přidat stejnosměrnou složku $U_{off} = 3,498$ V.



Obrázek 45: Závislost váhového harmonického zkreslení elektronkového zesilovače, diodového funkčního měniče a měniče s tranzistory na amplitudě vstupního signálu

Hodnoty váhového harmonického zkreslení byly získány pomocí programu Matlab, přičemž k hodnotám vstupního napětí byla přičtena stejnosměrná složka $U_{off} = 3,498$ V.

Rozdílné váhové harmonické zkreslení měniče s tranzistory je opět zapříčiněno, že se jeho převodní charakteristika skládá z lineárních úseků a úseků, v nichž se mění strmost. Měnič s tranzistory vykazuje pro vstupní signály s nízkými amplitudami odchylky váhového harmonického zkreslení ještě větší, což je dáno zejména odchylkami hodnot reálných rezistorů od vypočítaných hodnot.

7.4. Závěr

V úvodu této bakalářské práce byl vyhodnocen rozdíl ve zvuku elektronkového zesilovače a zesilovače polovodičového, společně s hodnocením, proč elektronkové zesilovače znějí pro mnoho lidí subjektivně lépe a jaký je rozdíl mezi nástrojovými (zejména kytarovými) zesilovači a zesilovači určenými pro poslech hudby. Dále byly popsány dvě různé definice harmonického zkreslení, celkové harmonické zkreslení a váhové harmonické zkreslení, přičemž váhové harmonické zkreslení bylo zvoleno jako vhodnější, protože bere v úvahu i řád vzniklé harmonické složky. Také bylo nastíněno, jak se dnes běžně pomocí digitálního zpracování signálu modelují různé nástrojové zesilovače.

Posléze byl navržen, sestaven a matematicky modelován jednoduchý elektronkový zesilovač, který využívá jednu triodu 12AX7/ECC83, u kterého byla změřena jeho závislost výstupního napětí na anodě na rozdílu napětí mezi mřížkou a katodou. Pomocí programu MATLAB byla tato charakteristika aproximována polynomickou funkcí 12. řádu, díky čemuž bylo možné na vstup tohoto matematického modelu přivádět harmonický signál o různých úrovních a zkoumat vliv amplitudy vstupního signálu na váhové harmonické zkreslení, které bylo vypočítáno ze spektra výstupního signálu obsahujícího vyšší harmonické složky. Kompletní postup lze nalézt v kapitolách 2 a 3.

Dále bylo navrženo a změřeno několik zapojení jednostranných limiterů. Posléze z těchto limiterů byly sestaveny oboustranné limity, které by se průběhu převodní charakteristiky co nejvíce blížily charakteristice elektronkového zesilovače. Pro co nejpřesnější modelování charakteristiky elektronkového zesilovače bylo nutné dodržet rozdílné tvrdosti limitace pro kladnou a zápornou půlvlnu signálu a také různé napětí této limitace, proto byl kromě napětí limitace limiteru s diodou brán v potaz i tvar kolene na charakteristice diody. Opět pomocí programu MATLAB byly převodní charakteristiky matematicky modelovány. To opět umožnilo zkoumat vliv amplitudy vstupního signálu na frekvenční spektrum výstupního signálu a následně vypočítat z vyšších harmonických složek váhové harmonické zkreslení.

Jak již bylo popsáno v kapitolách 4.7.1 a 4.7.2, žádný z jednoduchých diodových omezovačů nevystihuje z hlediska převodních charakteristik a výsledných spekter chování elektronkového zesilovače. Nejvíce se blíží vlastnostem elektronkového zesilovače limiter se Zenerovou diodou s přivedenou stejnosměrnou složkou na katodu diody. Hodnoty váhového harmonického zkreslení sice velmi přibližně odpovídají, ovšem spektrum signálu se liší už pro vstupní harmonické signály s amplitudou kolem $2 V_{pp}$.

Dále byly ověřovány vlastnosti dalších druhů jednoduchých měničů s nelineárními prvky, přičemž největší podobnost převodní charakteristiky k převodní charakteristice elektronkového zesilovače dosahuje měnič s tranzistorem JFET (kapitola 5.5).

V kapitole 6 je popsán návrh diodového funkčního měniče, pro jehož potřeby bylo nutné aproximovat převodní charakteristiku elektronkového zesilovače (kapitola 6.2), dále je popsán návrh a vytvoření desky plošného spoje, naměření vstupních a výstupních hodnot napětí a

vyhodnocení vlastností z hlediska váhového harmonického zkreslení, které bylo získáno pomocí programu Matlab.

V kapitole 7 je popsána úprava aproximační funkce pro správné fungování měniče s bipolárními tranzistory a jeho návrh. Obvod byl následně simulován v programu LTSpice, odkud byly získány hodnoty vstupního a výstupního napětí. Posléze byly pomocí programu Matlab získány hodnoty váhového harmonického zkreslení pro různé amplitudy vstupního signálu.

Diodový funkční měnič i měnič s bipolárními tranzistory vykazují odchylky od váhového harmonického zkreslení pro nižší amplitudy vstupního signálu (kapitoly 6.6 a 7.3). Pro zlepšení jejich vlastností by bylo potřeba převodní charakteristiku elektronky aproximovat mnohem kratšími úseky a podle získaných hodnot provést návrh obou obvodů.

Literatura

- [1] VLACH, Jaroslav. Lampárna, aneb, Co to zkusit s elektronkami?. Praha: BEN – technická literatura, 2004. ISBN 80-730-0091-1.
- [2] SCHIMMEL, Jiří a Ladislav KÁŇA. Nové typy digitálních hudebních efektů. Elektrorevue – Internetový časopis [online]. Technická 12, FEKT VUT v Brně: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně, 2000, 2000 [cit. 2018-10]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/00010/index.html>
- [3] SCHIMMEL, Jiří. Studiová a hudební elektronika. Technická 12, 616 00 Brno, 2015. Skripta. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, VUT v Brně.
- [4] VRBA, Kamil. Analogová technika. Technická 12, 616 00 Brno, 2017. Skripta. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, VUT v Brně. VRBA, Kamil a Kamil Vrba ml. Technika analogových obvodů a systémů – Sbírka příkladů. Technická 12, 616 00 Brno, 2017. Skripta. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, VUT v Brně.
- [5] VRBA, Kamil. KONSTRUKCE ELEKTRONICKÝCH ZAŘÍZENÍ – Aplikační pravidla pro aktivní elektronické obvodové prvky. Technická 12, 616 00 Brno, 2019. Skripta. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, VUT v Brně.
- [6] KOUŘIL, František a Kamil VRBA. Teorie nelineárních a parametrických obvodů. Dotisk 1. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1982.
- [7] MIDDLEBROOK, Robert David. Non-Reactive Filter Converts Triangle Waves to Sines. Electronics. New York: McGraw-Hill, 1965, (38), 96-101. ISSN 0013-5070.
- [8] STINCHCOMBE, Tim. Triangle wave to sine wave conversion. In: Personal web pages of Tim Stinchcombe [online]. 2015 [cit. 2019-05-25]. Dostupné z: <http://www.timstinchcombe.co.uk/index.php?pge=trisin>

8. PŘÍLOHY

Matlab funkce

Funkce pro výpočet WHD

```
function [percent_WHD,T] = fourier(X)
Fs = 44100;
T = 1/Fs;
L = 44100;
t = (0:L-1)*T;
Y = fft(X);
U2 = abs(Y/L);
U1 = U2(1:L/2+1);
U1(2:end-1) = 2*U1(2:end-1);
f = Fs*(0:(L/2))/L;
figure;
plot(f,U1,'LineWidth',1.5);
title('Spektrum výstupního signálu');
xlabel('f (Hz)');
ylabel('U(V)')
nharm=20;
[thd_db,harpow,harmfreq] = thd(X,Fs,nharm);
percent_thd = 100*(10^(thd_db/20));
u=1.435912*(10.^(harpow/20));
axis([0 15000 0 u(1)+u(1)*0.1]);
u=1.414427157*(10.^(harpow/20));
harm_ord=harmfreq;
percent_WHD=((u(2)^2)+(u(3)^2*(9/4))+(u(4)^2*(16/4))+(u(5)^2*(25/4))+
(u(6)^2*(36/4))+(u(7)^2*(49/4))+(u(8)^2*(64/4))+(u(9)^2*(81/4))+(u(
10)^2*(100/4))+(u(11)^2*(121/4))+(u(12)^2*(144/4))+(u(13)^2*(169/4))+
(u(14)^2*(196/4))+(u(15)^2*(225/4))+(u(16)^2*(256/4))+(u(17)^2*(289/
4))+(u(18)^2*(324/4))+(u(19)^2*(361/4))+(u(20)^2*(400/4)))^(1/2)*100
/u(1)
T = table(harm_ord,u,'VariableNames',{'Frequency','Voltage'})
end
```

Funkce pro vykreslení „nekonečné“ úsečky

```
function [xline, yline] = usecka(bodx,body,angle)
xline=[bodx (bodx+(15*cos(deg2rad(angle))))];
yline=[body (body+(15*sin(deg2rad(angle))))];
end
```

Funkce pro nalezení nejdelší možné úsečky v mezích

```
function [bodxout,bodyout] = nejdelsi_usecka(chartolx,
chartoly,startx, starty)
bodxout(1)=startx;
bodyout(1)=starty;

uhel=70;
prubeh=0;
delka=0;
```

```

predchozi=0;
nejdelsi=-1;
incre=-0.005;
while delka>=nejdelsi

predchozi=0;
nejdelsi=-1;
nejdelsi=delka;
[xline,yline]=usecka(startx, starty, uhel);
xline=[(-xline(2)), xline(2)];
yline=[(-yline(2)), yline(2)];
P=InterX([chartolx; chartoly], [xline; yline]);
xline=P(1,:);
yline=P(2,:);
plot(chartolx,chartoly,xline,yline);hold on;
mapshow(xline,yline,'DisplayType','point','Marker','o');hold off;
delka=sqrt((xline(2)-xline(1))^2+(yline(2)-yline(1))^2);

if delka>=nejdelsi
    uhel=uhel+incre;
end
delka
prubeh=prubeh+1;
end
uhel=uhel-incre;
[xline,yline]=usecka(startx, starty, uhel);
xline=[(-xline(2)), xline(2)];
yline=[(-yline(2)), yline(2)];
P=InterX([chartolx; chartoly], [xline; yline]);
xline=P(1,:);
yline=P(2,:);
plot(chartolx,chartoly,xline,yline);hold on;
mapshow(xline,yline,'DisplayType','point','Marker','o');hold off;
delka=sqrt((xline(2)-xline(1))^2+(yline(2)-yline(1))^2)

plot(chartolx,chartoly,xline,yline);hold on;
mapshow(xline,yline,'DisplayType','point','Marker','o');
bодxout=xline;
bodyout=yline;

end

```

Funkce vypočítávající WHD diodového měniče, elektronky a měniče s tranzistory pro amplitudy vstupního napětí od 0,5 V_{pp} až 9 V_{pp}

```

function [percentel, percentdfm, percenttranz,uin] = vystup()
percentel = 0;
percentdfm = 0;
percenttranz = 0;
Fs = 44100;
dt = 1/Fs;
StopTime = 1;
t = (0:dt:StopTime-dt)';
Fc = 500;
x = sin(2*pi*Fc*t);

```

```

i=1;
uin=[0.5:0.5:9]
while (i<=18)
y=arrayfun(@polynom, (x/2)*uin(i));
percentel=[percentel fourier(y)]
y=arrayfun(@ypsilon, (x/2)*uin(i));
percentdfm=[percentdfm fourier(y)]
y=arrayfun(@tranz, (x/2)*uin(i));
percenttranz=[percenttranz fourier(y)]
i=i+1;
end
end

```

Funkce vypočítávající hodnoty výstupního napětí elektronkového zesilovače pomocí aproximačního polynomu

```

function f = polynom(a)
in=0;
a=a+1.29;
p=[3.86936223190239e-05 -0.000742983092617587 0.00470834701901912 -
0.00596306678438714 -0.0493811375062325 0.161788005353318
0.0766447044655615 -0.770770331369052 0.468975943242066
0.309440196910780 4.30511180764671 37.9135783644611
47.5250669058340];
if (a>5.432)
in=5.432;
else if(a<(-2.25))
in = -2.25;
else
in = a;
end
end
out=polyval(p,in);
end

```

Funkce vypočítávající výstupní napětí limiteru se Zenerovou diodou pomocí aproximačního polynomu

```

function f = polydiode(a)
p=[0.0574 -0.297 0.3138 0.0058 -0.0789 1.0034 0.0019];
if (a>1.59) a= 1.59;
end
if (a<-0.7) a = -0.7;
end
out= polyval(p, a);
f=out;
end

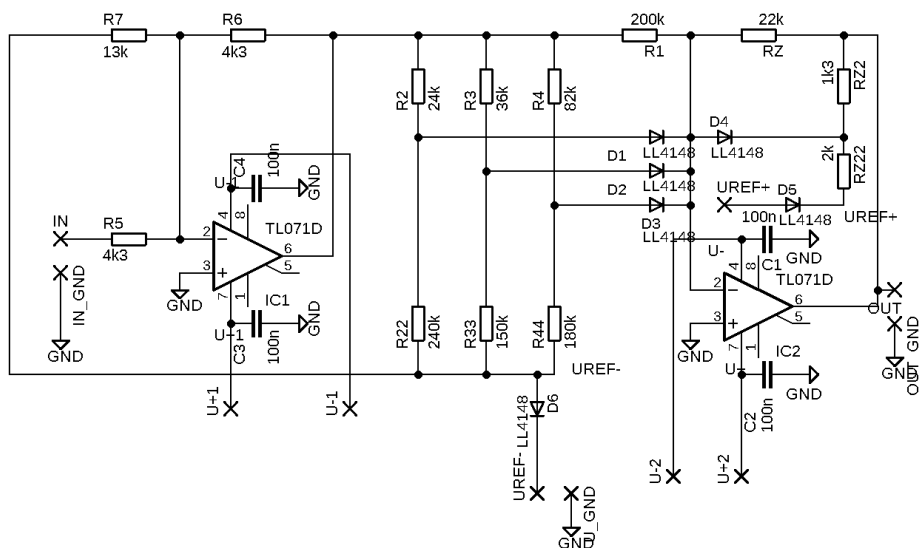
```

Návrh diodového funkčního měniče

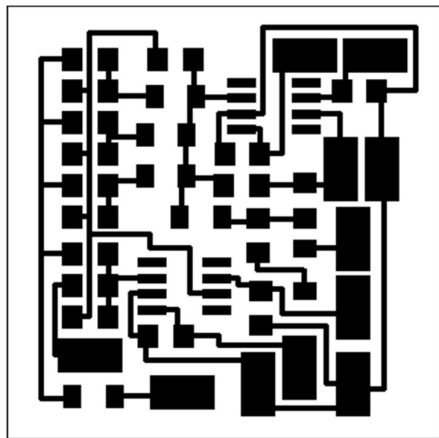
Odporová řada E24

1	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2	2,2	2,4	2,7	3	3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1
---	-----	-----	-----	-----	-----	-----	---	-----	-----	-----	---	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

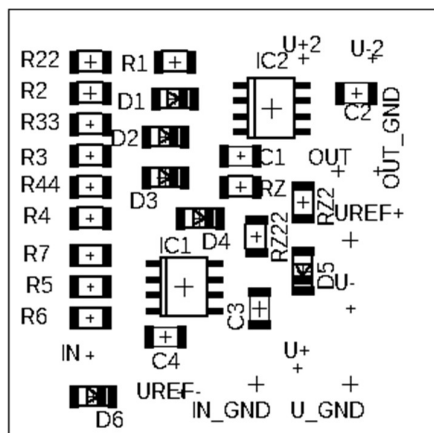
Schéma diodového funkčního měniče



Deska plošného spoje diodového funkčního měniče



Osazovací plán diodového funkčního měniče



Seznam součástek pro diodový funkční měnič

Qty	Value	Device	Package	Parts	Description
4	100n	C-EUC1206	C1206	C1, C2, C3, C4	CAPACITOR, European symbol
1	13k	R-EU_R1206	R1206	R7	RESISTOR, European symbol
1	150k	R-EU_R1206	R1206	R33	RESISTOR, European symbol
1	180k	R-EU_R1206	R1206	R44	RESISTOR, European symbol
1	1k3	R-EU_R1206	R1206	RZ2	RESISTOR, European symbol
1	200k	R-EU_R1206	R1206	R1	RESISTOR, European symbol
1	22k	R-EU_R1206	R1206	RZ	RESISTOR, European symbol
1	240k	R-EU_R1206	R1206	R22	RESISTOR, European symbol
1	24k	R-EU_R1206	R1206	R2	RESISTOR, European symbol
1	2k	R-EU_R1206	R1206	RZ22	RESISTOR, European symbol
1	36k	R-EU_R1206	R1206	R3	RESISTOR, European symbol
2	4k3	R-EU_R1206	R1206	R5, R6	RESISTOR, European symbol
1	82k	R-EU_R1206	R1206	R4	RESISTOR, European symbol
6	LL4148	LL4148	SOD80_DO213AA	D1, D2, D3, D4, D5, D6	1N4148 General Purpose Rectifier
2	TL071D	TL071D	SO08	IC1, IC2	OP AMP